

福山大学工学部紀要
第18号 1994年9月

△-Σ変調方式による空間光伝送装置の研究開発

香川 直己*・粕谷 俊之*・古南 卓治*・鈴木 洋隆*・佐野 博也*

Development of a Free Space Optical Communication System Using the Delta-Sigma Modulation Method

Naoki KAGAWA, Toshiyuki KASUTANI, Takuji KOMINAMI,
Hirotaka SUZUKI, and Hiroya SANO

ABSTRACT

This paper describes development of a free space optical communication system with the delta-sigma modulation scheme. The delta-sigma modulator can convert analog signals into 1 bit digital signals whose SNR against the quantum noise is equal to multibit AD converters by means of over sampling and noise shaping. Constructed second-order delta-sigma modulator has 256 over sampling ratio that causes the same ability of 18-bit AD converters, and has 16 kHz band width from dc to 16 kHz. The 1 bit digital signal obtained by the second-order delta-sigma modulator drives a 780 nm-diode laser. The laser beam is passed through the atmosphere over 30m and disturbed by the atmospheric turbulence. To reduce the effect of the atmospheric turbulence on the optical digital signal, we use a comparator in the receiving circuit to clear the smeared digital signal. The SNR is 37.56 dB without the comparator, while it is 45.26 dB with the comparator.

Key Words : Delta-sigma modulation, Free-space, Communication system, Diode laser

1. まえがき

空間伝送を利用した光通信は、古くから行われてきた。しかし、注目を浴びるようになってきたのは半導体の光源が得られるようになった60年代以降の事であり、近年実用的な空間伝送装置が開発されるにいたった。

空間伝送装置の特徴は、

- ① ケーブル布設の困難な場所（河川、道路、鉄道の横断など）に容易に回路が設置できる。
- ② 妨害電波や、電気雑音の多いところ（送電変電設備や鉄道のそば、あるいは雷の多発するところなど）でも使用できる。
- ③ 高速のデータ伝送が可能である。

④ 光の指向性が強いため空間に高密度の回線を構成しても相互に混信を起こさない。

⑤ 細い光ビームを使用すれば秘匿性を向上させられる。

⑥ 全2重通信が出来る。

などが挙げられる¹⁾。

しかし、レーザ光線は、大気中を伝搬するとき、大気揺らぎの影響を受け、受信端における受光高度が変動する（シンチレーション）。したがって、空間伝送装置にあっては、こうした影響を受けにくい設計的考慮が必要である。

本論文で報告するシステムは、送信系における信号の

*電子・電気工学科

変調方式に1ビットディジタル信号変換を行う $\Delta-\Sigma$ 変調方式を用いている。

- 送受信系の性能に大きく関与する $\Delta-\Sigma$ 変調器の特徴は、
- ① S/N比が良い。
 - ② 1ビット信号として出力されるので、そのままレーザ光源の制御信号として利用できる。

等がある。

本研究では、 $\Delta-\Sigma$ 変調方式の持つ、これらの諸特性を生かすとともに、大気揺らぎ（シンチレーション）などの外乱の影響に不感な空間伝送装置の研究開発に主題を置いた。従って、本論文では、信号伝送装置の製作及び、その装置を用いた本方式の性能評価を行ったので報告す

る。

2. 信号空間伝送システム

2.1 システム全体の構成

信号空間伝送装置の構成を図1に示す。この装置はアナログ信号を1ビットディジタル信号に変調する2次 $\Delta-\Sigma$ 変調器、1ビットディジタル信号を光に変えるレーザドライバ、レーザ光を受信する受光装置、および1ビットディジタル信号をアナログ信号に復調するアナログフィルタからなっている。光源として発振波長780nmの半導体レーザを用いた。付録1に諸特性の詳細を示す。以下に、各機器の説明を記述する。

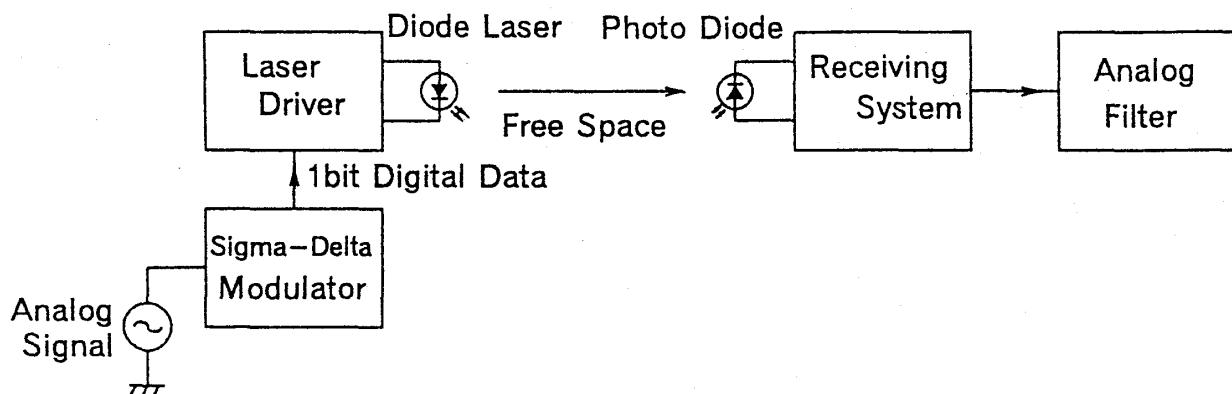


Fig.1 Schematic Diagram of a Free Space Optical Communication System.

2.2 2次 $\Delta-\Sigma$ 変調器

$\Delta-\Sigma$ 変調器は差分情報を取り扱う Δ 変調器の入力部分に積分器を付け加えた構成になっている。この方式は、オーバサンプリングによって比較器で生じる量子化雑音を高域に押しやる（ノイズ・シェーピング）特徴を持つ。この高域の量子化雑音をデジタルフィルタで除去することによって、多ビットのデジタル信号を得る事ができる。デジタルフィルタには、高次のものが要求されるが、直流信号を扱うことができる。デジタルフィルタをアナログフィルタに置き換えることにより、1ビッ

トディジタル信号からアナログ信号への変換が行える。

$\Delta-\Sigma$ 変調器はノイズ・シェーピングとオーバサンプリングによって非常に高いS/N比が得られる変調器である。我々が製作したシステムでは、1次 $\Delta-\Sigma$ 変調器より更にS/N比の良い2次 $\Delta-\Sigma$ 変調器である。こそで、この2次 $\Delta-\Sigma$ 変調器のS/N比について述べる。

図2は2次 $\Delta-\Sigma$ 変調器のブロック線図である。 $X(z)$ は入力信号、 $Y(z)$ は出力信号、 $Q(z)$ は量子化雑音である。出力信号 $Y(z)$ と入力信号 $X(z)$ の関係を式で表すと、

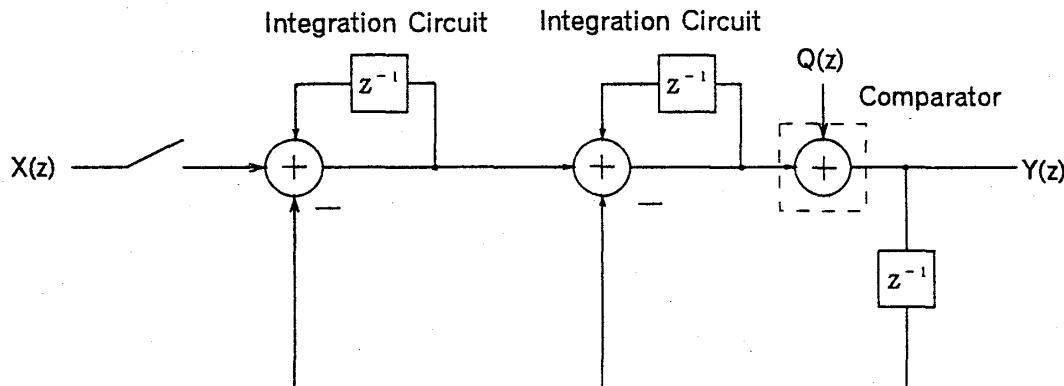


Fig.2 Block Diagram of Second Order Delta-Sigma Modulator.

$$Y(z) = X(z) + (1-z^{-1})^2 Q(z) \quad (1)$$

となる。ここで、信号帯域内の雑音は、式(1)の第2項目の $Q(z)$ を白色雑音とすると²⁾、

$$\overline{N^2} = |Q(\omega T)|^2 \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} |H(\omega T)|^2 d(\omega T) \quad (2)$$

となる。ここで、 $\theta = 2\pi f_B / f_s$ 、ただし、 f_B は信号帯域幅、 f_s はオーバサンプリング周波数である。つぎに、量子化雑音電力 $|Q(\omega T)|^2 = \Delta^2/3$ 、 z 伝達関数 $H(z) = (1-z^{-1})^2$ を周波数伝達関数 $H(\omega T) = [1 - \exp(-j\omega T)]^2$ に置き換える。これにより、信号帯域内の雑音 N^2 は¹⁾、

$$\begin{aligned} \overline{N^2} &= \frac{\Delta^2}{6\pi} \int_{-\theta}^{\theta} 16 \sin^4(\omega T/2) d(\omega T) \\ &= \frac{\Delta^2}{3\pi} [6\theta - 8\sin\theta + \sin 2\theta] \\ &\approx \frac{\Delta^2}{3} \cdot \frac{\theta^5}{5\pi} \end{aligned} \quad (3)$$

となる。ステップサイズ Δ の値は入力信号との加算において、入力信号を打ち消すことができる振幅が必要なので、入力信号の最大振幅を A_{max} とすると、 $\Delta = A_{max}$ となる²⁾。

すなわち、入力信号のピーク電圧は Δ であるから、入力信号を正弦波とすると最大信号の電圧の2乗平均値は $\Delta^2/2$ となる。よって、入力信号の振幅が最大の時の2次 $\Delta-\Sigma$ 変調器の信号対雑音比 $(S/N)_{max}$ は²⁾、

$$\begin{aligned} (S/N)_{max} &= \frac{\frac{\Delta^2}{2}}{\frac{\Delta^2}{15\pi}\theta^5} \\ &= \frac{15\pi}{2} \theta^{-5} \end{aligned} \quad (4)$$

で求められる。

製作した2次 $\Delta-\Sigma$ 変調器はオーバサンプリング周波数を8.19MHzとしている。また、取り扱う信号帯域を0~16kHzとしたので、オーバサンプリング比は、

$$\frac{f_s}{2f_B} = \frac{\pi}{\theta} = 256 \quad (5)$$

となる。従って、我々のシステムの $(S/N)_{max}$ は(4)式より、

$$10\log(S/N)_{max} = 109.28\text{dB} \quad (6)$$

となる。この値は、

$$(S/N) = 6n + 1.76 \quad (n: ビット数) \quad (7)$$

の関係から、18ビットに相当する事がわかる。また、最大入力電圧は約 $V_{ip-p} = 3.0V$ である。製作した2次 $\Delta-\Sigma$ 変調回路を付録2に示す。

2.3 レーザドライバ

このレーザドライバは、レーザの駆動と $\Delta-\Sigma$ 変調器から出力される電気信号でレーザ光線を強度変調することの2つの働きをする。半導体レーザの発光遅れ抑制のため、直流バイアス電流を半導体レーザのスレッショルド電流付近に設定し、それにパルス電流を重畠する。パルス変調方式を用いている。製作したレーザドライバは、直流電流にスイッチング回路で生成した方形波を重畠した電流を半導体レーザに注入する事によりレーザ駆動する。2次 $\Delta-\Sigma$ 変調器のオーバサンプリング周波数は8.192MHzであることから、この回路の周波数帯域は波形劣化を抑えるため、方形波入力で8MHzとした。 $\Delta-\Sigma$ 変調器から出力される1ビットディジタル信号を半導体レーザを用いて光信号に変換するためには、半導体レーザに注入するスイッチング電流も、8MHz以上の周波数が必要となり、高速な電流源が要求される。

2.4 受光装置

受光装置は、レーザドライバから出力されたレーザ光をフォトダイオードで受光し、流れた電流を電流-電圧変換し、增幅器で増幅して出力する。

オーバサンプリング周波数8.192MHzから、受光装置の周波数帯域幅は8MHz以上が必要となる。信号增幅回路には、高速モノリシックOPアンプであるHARRIS社のHA2539を使用した。その性能は、利得帯域幅 600MHz、雑音起電力 6 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ 、出力オフセット電圧 8 mVである。

また1個のフォトダイオードでは、レーザドライバと受光装置の距離を離すにしたがってレーザ光の光パワーが減衰し、受光感度が悪化するので、複数のフォトダイオードを用いて、受光面積を増やすことで受光感度の悪化を補うことにした。その反面、フォトダイオードの数が多くなるとフォトダイオードの持つ容量のために、受光器の周波数特性が悪化する。そこで、周波数特性との妥協点を探った結果、本装置のフォトダイオードの数は7個とした。フォトダイオードの配置及び受光器全体の寸法を図3に示す。

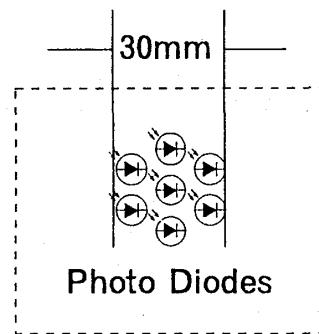


Fig.3 Location of Photo Diodes

2.5 アナログフィルタ回路

このアナログフィルタは、1ビットディジタル信号を、アナログ信号に復調するためのものである。このアナログフィルタは3次バタワースローパスフィルタで、しゃ断周波数 f_c は16kHzとなっている。

3. 信号空間伝送装置の性能評価

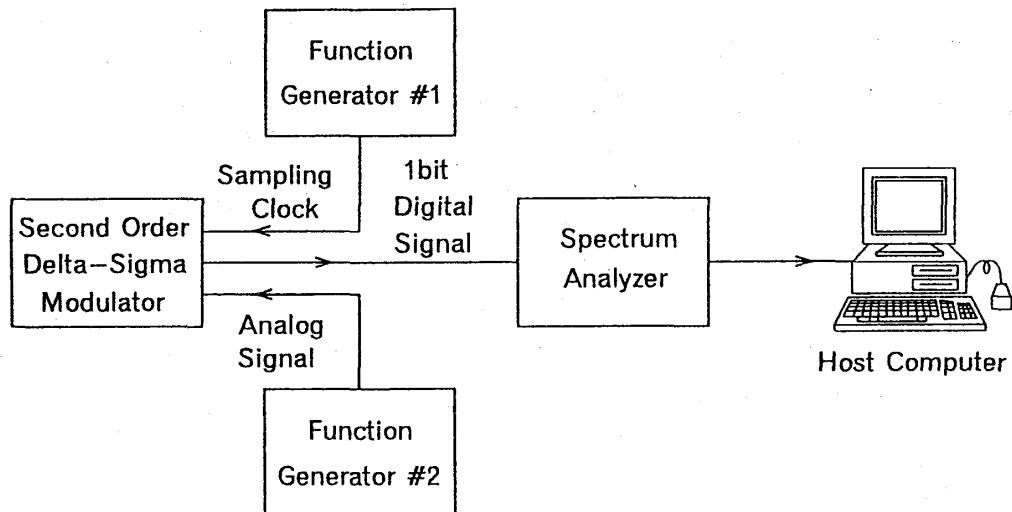


Fig.4 System Setup for Measusrement.

測定結果を図5に示す。実測によるS/N比は57.47dBであった。これは、この2次 $\Delta-\Sigma$ 変調器の理論S/N比109.28dBより51.81dB低い結果となった。この理由として、電気系雑音の影響が考えられる。図6は、2次 $\Delta-\Sigma$ 変調器に入力した正弦波信号のスペクトルである。図より、入力信号に含まれる白色雑音のレベルが $-100\text{dBV}/\sqrt{\text{Hz}}$ である。この時、入力信号のS/N比は58.41dBとなる。図6から50kHz以下では、ファンクションジェネレータ

3.1 2次 $\Delta-\Sigma$ 変調器のS/N比

製作した2次 $\Delta-\Sigma$ 変調器のS/N比の測定を行った。測定系の構成を図4に示す。2次 $\Delta-\Sigma$ 変調器に周波数2kHz、 $V_{\text{ip-p}}=3.0\text{V}$ の正弦波を入力し、その出力である1ビット信号の周波数成分をスペクトルアナライザ(RION SA-74)で測定した。S/N比を求める際に原信号の高調波成分、原信号の裾の部分のデータの補正を行った。

から発生する白色雑音が支配的である事がわかる。また、50kHz以上では、1ビット信号の量子化雑音量が理論通りであり、且つ支配的となる事がわかる。このことから、2次 $\Delta-\Sigma$ 変調器のS/N比の実測値と理論値の誤差は製作した回路の精度の問題ではない。従って、原理的には更に理論値に近い性能を得ることが可能である。

3.2 外乱に対する耐性

自然大気中を透過したレーザ光は、受光強度が弱くな

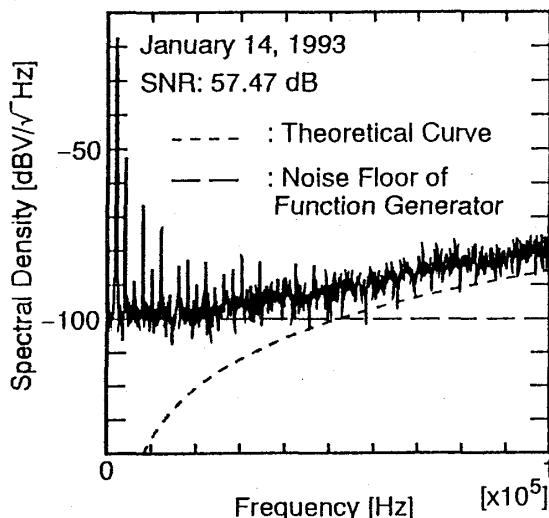


Fig.5 Output Signal Spectrum of Second Order Sigma-Delta Modulator

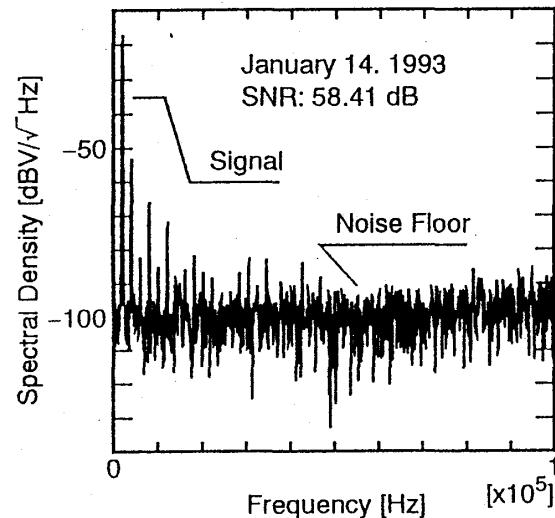


Fig.6 Spectrum of Input Signal from the Function Generator.

り受信電圧が低下したり、伝搬光路上の空気の密度揺らぎ（大気揺らぎ）の影響を受け、シンチレーションを生じ信号が劣化することが予想される。また、電灯などを起源とする外乱光が検出器に入ることにより信号が劣化することも考えられる。このようにレベルの不安定な微弱電圧信号は、ある一定の振幅に増幅する必要がある。本システムは、比較器を用いることにより、受信電圧の復元を図っている。比較器は自作したものを使い、受光装置から出力される1ビットディジタル信号を、振幅5

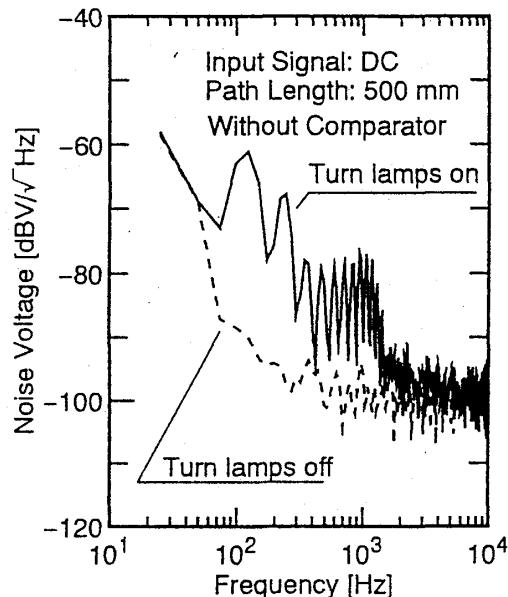


Fig.7 Spectra of fluorescent lamps.

図7の実験は、蛍光灯を点灯した場合、破線は消灯した場合の受信信号のスペクトルである。この時の伝送距離は大気揺らぎの影響を無視するため500mmの短距離とし、雑音成分を明確にするために伝送する信号は直流とした。蛍光灯のスペクトルは100Hz～6kHzに存在することがわかる。

図8は、大気揺らぎによる受信光のシンチレーションのスペクトルである。測定条件は図7の測定と同様であるが、蛍光灯は消灯状態とし、伝搬距離を30mとした。また、伝送する信号は直流である。電熱器を用いて伝搬空間内の大気を強制的に対流させることにより強い大気揺らぎを発生させた。図より、シンチレーションの周波数帯域は10～800Hzであることが分かる。

図9は、比較器が動作した際の電気雑音スペクトルである。測定条件は先の2項目と同じであるが、アナログ信号として周波数2kHzの正弦波を入力し、伝搬距離は500mm、蛍光灯を点灯状態とした。1.5kHz～20kHzにかけて比較器有りの場合がノイズレベルが高いことから、これが比較器の電気的ノイズの帯域といえる。

3.2.2 コリメートレーザビームによる信号伝送

伝送システムを3号館3階の廊下に設置し、伝送実験

Vの1ビットディジタル信号に復元する様に設計した。本節では、種々の外乱の影響を受けた信号のS/N比が、比較器によってどれほど改善されるかを実験により調べたのでその結果について報告する。

3.2.1 外乱となる雑音のスペクトル帯域

実験に先立ち、外乱となり得る雑音のスペクトル帯域を測定した。測定場所は伝送実験を行う3号館3階の廊下とし、伝送システムは運用時と同様の構成にした。

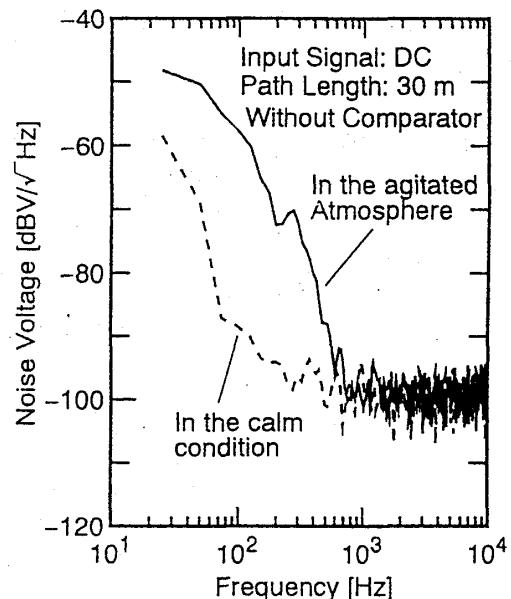


Fig.8 Spectrum of Atmospheric Turbulence.

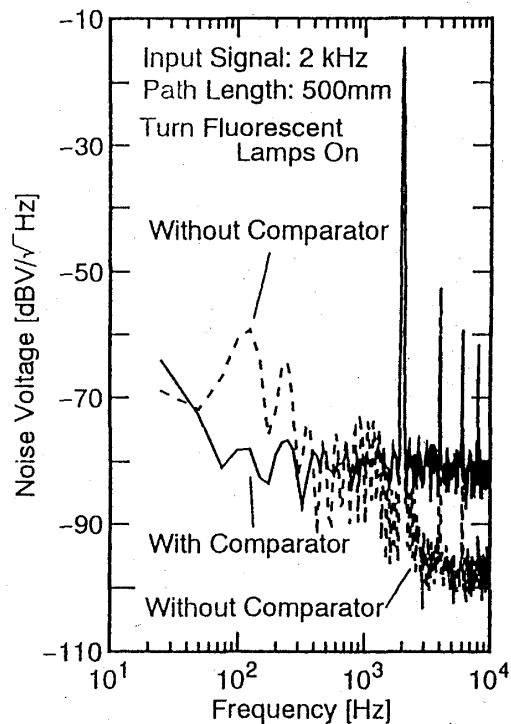


Fig.9 Electrical Noise Component of Comparator.

を行った。人間の移動などによる振動の影響を避けるために、実験は夜間に行った。伝送距離は30mとし、伝送信号として周波数2 kHzの正弦波を用いた。この信号のひずみ率は0.18%であった。レーザ光はレンズによりコリメートされており、コリメート後のビーム径は約20mmであった。また、受光面での光パワーは約400nWであった。

図10に復調信号のスペクトルを示す。これより、比較器を用いることにより、復調信号のスペクトルに含まれる0~300Hzに分布するシンチレーションの成分および蛍光灯による成分のスペクトルが抑圧されていることがわかる。

S/N比は、比較器無しの場合37.56dB、比較器有りの場合45.26dBである。歪率については、比較器無しの場合2.7%、比較器有りの場合、1.9%となった。この結果より、比較器を用いることにより、受光強度の大きいコリメート光に対して大気揺らぎや外乱光の影響が抑圧でき、S/N比、歪率の改善に効果的であることがわかった。

3.2.3 拡散レーザビームによる信号伝送

空間信号伝送装置を実用化する際、送信光源と検出器の光軸が合わせ易く、振動などによって受光面が移動しても復調信号に影響を及ぼさない装置が理想的である。そのためには、受光面におけるビーム径が受光素子より大きいほど有利である。そこで、レーザ光を拡散させた場合について、復調限界となるビーム径を調べた。

実験系の基本構成は先の実験と同じであるが、受信素子はフォトダイオード1個とし、これを、ビームの横断方向に微動ステージで移動させながら受信した。この実験では、比較器を使用した。評価法は、受光器のSN比が1となるビーム径を受光限界とし、これを基準として復調限界となるビーム径を規格化した。

受光限界となるビーム径は測定の結果が110mmであった。図11に、復調信号の歪率と受光範囲の関係を示す。結果より復調信号の歪率が10%となるビーム径が15.9mm、歪率5%のビーム径が11mmである。これらはそれぞれ、受光器の受光限界となるビーム径の14%、10%である。

以上の結果には、大気揺らぎが原因である比較器の誤動作が影響していると考えられる。

図12は、ビームの中心において測定した復調信号のスペクトルである。比較器の効果により、大気揺らぎと思われる低周波の成分は抑圧されているが、信号成分周りの雑音レベルが上昇している。この時のS/N比は、比較器無しの場合36.86dB、比較器有りの場合36.76dBとほとんど変化がなかったが、歪率は、比較器無しの場合0.95%であったのに対し、比較器有りの場合1.28%と悪化している。このことは、大気揺らぎによる、比較器の誤動作が原因であると考えられる。すなわち、弱い受光信号に追従する様に比較器の比較レベル電圧も小さくした

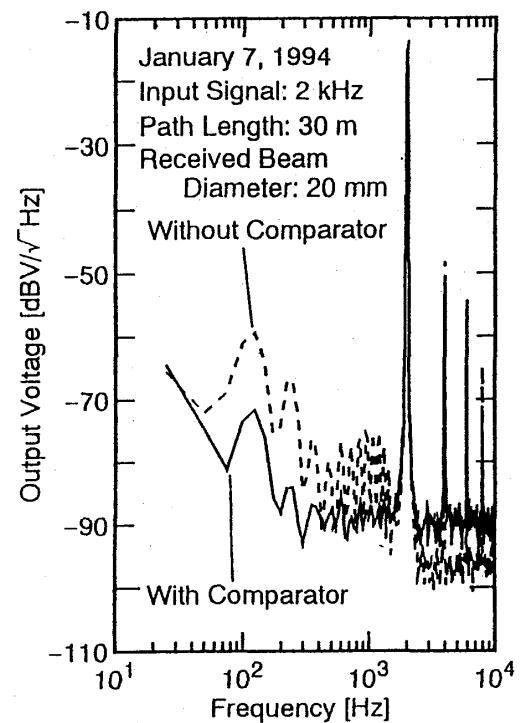


Fig.10 Spectra of Received Signals With Collimated Laser Beams.

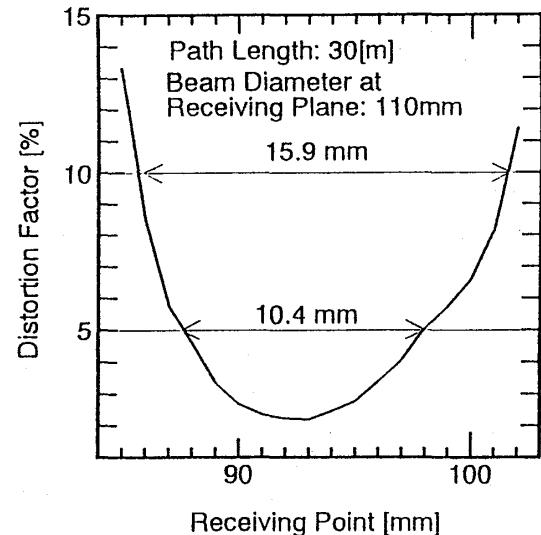


Fig.11 Relation between Distortion Factor and Receiving Point.

ために、1ビット受光信号出力に重畠した大気揺らぎの成分を信号として検出し、その結果誤動作を起こすのである。これは、受光素子とアンプが直流結合されているためである。これを、交流結合にすることにより、この誤動作を抑圧でき、さらに受光ビーム径を拡大できると考えられる。これが、この装置の今後の改良点である。

4 まとめ

本論文では、1ビットデジタル信号空間伝送装置の開発及びその諸特性について述べてきた。現時点では、

信号空間伝送装置は基礎製作段階であり、受信許容範囲などで期待した特性を出すに至っていないが、コリメートビームのような強い光線で信号を伝送する場合は、比較器を用いることにより受信復調信号に対する大気揺らぎの影響が抑圧できることを確認することができた。しかし、受光パワが弱な条件下では、大気揺らぎが起源となる比較器の誤動作によりビット誤りが生じ、比較器を用いることで、逆に復調信号に歪を発生させる原因となつた。実用的な空間伝送装置の実現には如何なる条件下でも誤動作を起さないことが必要である。このような高い信頼性を得るために、個々の装置のさらなる改良が必要であり、今後の課題である。

付録1 半導体レーザの特性

光源として使用した半導体レーザ (LTO22MCO SHARP製) のI-L (電流-光出力) 特性の測定結果を図A-1に示す。I-L特性よりスレッショルド電流 I_{th} は31mA、また破線の傾きより微分効率は0.6mW/mAとなった。

この半導体レーザの放射パターンを図A-2に示す。この半導体レーザは、中心出力550nW、±10°の広がり角を持つ。

付録2 2次△-Σ変調器回路³⁾

図A-3に回路図を示す。固定抵抗 R_2 と可変抵抗器VRは、Dフリップフロップからフィードバックされた1ビット信号にオフセットをかけるためのものである。Dフリップフロップから出力される信号は0から3.4Vで振幅しているため、オフセットをかけることによって-1.7V~1.7Vにする。

初段のOPアンプ (LM318) は積分回路である。抵抗 R_5 とコンデンサ C_3 、 C_4 によって積分器の遅延時間 T は、

$$T = R_5 \cdot (C_3 + C_4) \quad [\text{sec}] \quad (\text{A1})$$

となる。

トランジスタ Tr_1 と Tr_2 で構成された差動増幅回路は比較器（コンパレータ）である。この比較器に入力する電圧が0より大きければHigh、0より小さければLowが比較器から出力される。

74LS74はDフリップフロップである。Dフリップフロップに入力されるクロック信号がLowからHighに立ち上がった瞬間のD（データ）入力（比較器の出力）を読み込み、次のクロックの立ち上がりまで、出力Qの値を読み込んだデータ入力の値に保持する。Dフリップフロップは、比較器の出力波形を整形したり、非同期の比較器出力をクロックに同期したディジタル信号に変換する動作をする。したがって、クロック周波数がオーバサンプリング周波数となる。

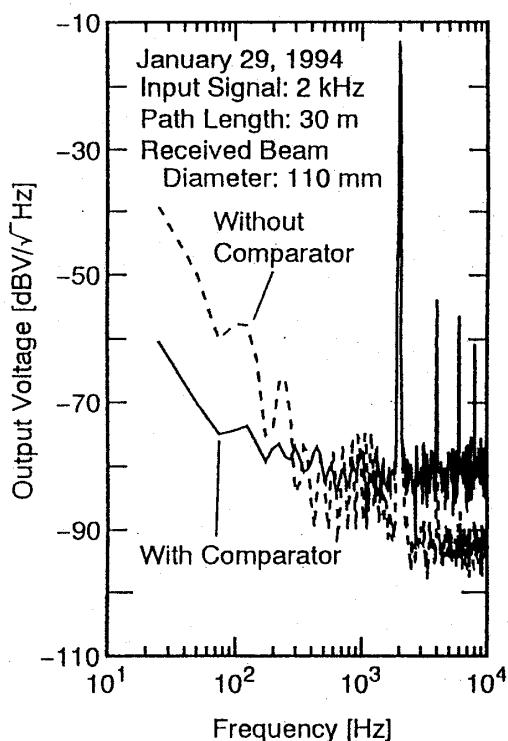


Fig.A-1 I-L Characteristics

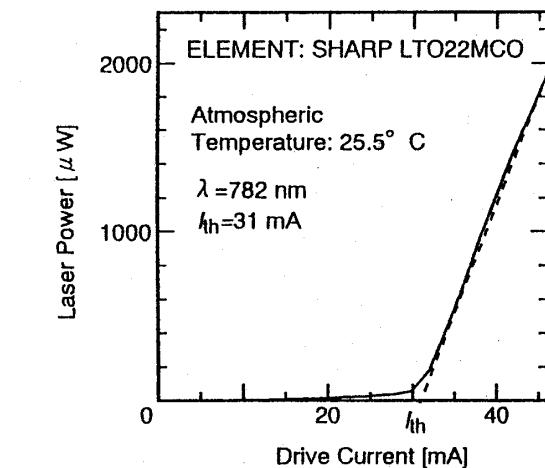


Fig.A-2 Directivity Diagram of Diode Laser LTO22MCO.

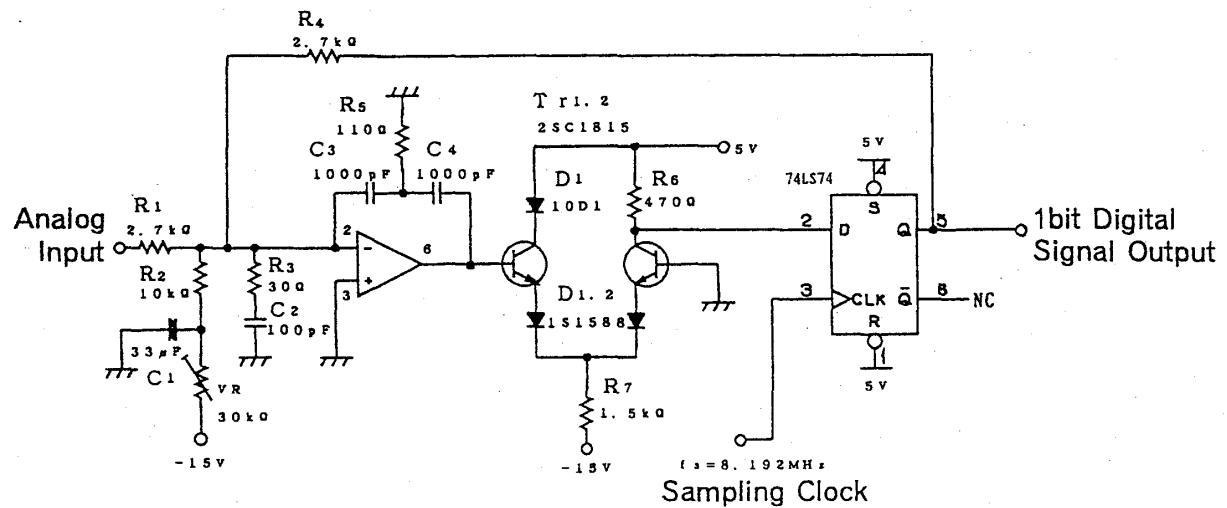


Fig.A-3 Circuit of Second Order Delta-Sigma Modulator³⁾.

参考文献

- (1) 古寺 博・青木 聰・北原 知之他：“光技術活用ハンドブック”、第2版、オプトロニクス社、pp.124, 1988.
- (2) 湯川 彰：“オーバサンプリングA-D変換技術”、第1版、日経BP社、pp.24-40, p. 101, p. 105, 1990.
- (3) 黒田 徹：“1ビットADコンバータの試作”、ラジオ技術、pp.37-44.