

光 TDM を用いたミリ波無線信号光ファイバ伝送システム

正 員 原田 博司[†] 正 員 塚本 勝俊^{††}
正 員 小牧 省三^{††} 正 員 森永 規彦[†]

Optical TDM Scheme for Fiber-Optic Millimeter-Wave Radio System

Hiroshi HARADA[†], Katsutoshi TSUKAMOTO^{††}, Shozo KOMAKI^{††} and
Norihiko MORINAGA[†], *Members*

あらまし 従来のサブキャリア多重 (SCM) 方式を用いたミリ波無線信号光ファイバ伝送では、電気-光変換の非線形性に起因した相互変調ひずみが信号伝送品質の劣化要因として問題になるのに加え、ミリ波帯信号のような超高周波信号の場合には、不十分な光変調帯域のため伝送が困難になる。本論文では、光領域における相互変調ひずみの影響をなくし、SCM 光伝送システムより更に高い受信 CNR 特性を得ることのできるミリ波無線信号光ファイバ伝送システムを提案している。本システムでは、無線信号をサンプリングし、無線のアナログ情報を残したままで光ファイバリンク上に時分割多重 (TDM) して伝送を行う。すなわち、各無線信号に対して光伝送されるのは TDM された無線周波のパルス信号でありレーザダイオードの直接強度変調が行いやすくなり、相互変調ひずみも発生しない。本システムのミリ波信号の伝送特性について理論的な解析を行い、SCM 光ファイバリンクを用いた場合に比べ、受信 CNR 特性が約 7-10dB 改善されることを明らかにしている。

キーワード ミリ波、光ファイバリンク、TDM、パルス振幅変調、帯域サンプリング

1. ま え が き

近年、高度情報化社会の進展に伴い、音声、画像、データ通信を統合したマルチメディア通信に対する需要が高まっている。このような状況に必要な高信頼、広帯域伝送に 대응するために有線系では、光ファイバが順次導入されている。しかし、ユーザのネットワークへの接続方式が有線のみでは端末の可搬性を損なうため、現在、端末接続を無線化した無線アクセス系と光ファイバ通信系とが融合し、光通信の大容量性・長距離低損失性と無線通信の分配の容易性・利便性という両方の特長を相乗的に利用する通信システムが検討されている⁽¹⁾⁻⁽⁷⁾。中でも広帯域性、装置の小形軽量性、耐干渉性の面で有利なミリ波を無線搬送波として用いるシステムが検討されている⁽²⁾⁻⁽⁴⁾。

このようなミリ波-光ファイバ伝送リンクを加入者分配システムに適用したものととして FTFA (Fiber to the Area) システムが提案されている^{(1),(3)}。これは図 1 に示

すように、制御局から光ファイバをいくつかの加入者を含むエリア (セル) まで敷設し、そこに設置した無線基地局からミリ波帯の無線信号伝送によってエリア内の加入者に対して広帯域情報信号を伝送するシステムである。この場合もミリ波の大気減衰による遮へい効果により複数のセルが容易に構成でき、周波数の利用効率を高めることができる。更に、ミリ波を利用しているので基地局アンテナとして指向性の鋭いセクタアンテナを用いることができ、セルのセクタ分割を容易に行うことができる。すなわち一層の周波数利用効率改善を図れる点でセクタアンテナの使用は FTFA システムに適したものと見える。FTFA システムではこの鋭い指向性を積極的に利用して道路沿いにセクタを構成し加入者を収容する。図 1 では道路沿いに 4 セクタを構成した場合を示している。また、FTFA システムでは基地局は情報信号の変復調は行わず、無線信号の形態のまま無線信号から光信号への変換、光信号から無線信号への変換のみを行い、光ファイバ伝送で制御局と送受信するため、基地局の小形化・軽量化が期待でき、また無線チャネル割当て制御等が制御局で集中して行える等の利点がある。

[†] 大阪大学工学部通信工学科, 吹田市

^{††} 大阪大学工学部電気工学科, 吹田市

Faculty of Engineering, Osaka University, Suita-shi, 565 Japan

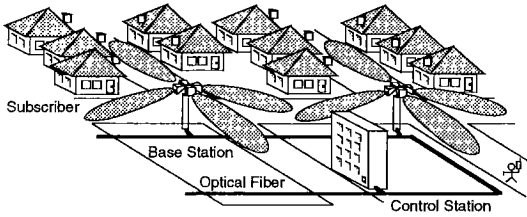


図1 FTTAシステムの概要
Fig. 1 Conception of fiber to the area system.

しかし、このFTTAシステムのような無線信号光ファイバ伝送システムを実現するためには、ミリ波無線信号の光ファイバ伝送方式とその信号伝送特性について十分に検討を行っておく必要がある。現在、最も検討が行われているのは、周波数多重された無線信号で光を強度変調し、光ファイバ伝送するサブキャリア多重(Subcarrier Multiplexing: SCM)強度変調直接検波方式である⁽⁵⁾。ところがSCMミリ波無線信号でレーザーダイオード(Laser Diode: LD)を直接変調する場合、LDとフォトダイオード(Photodiode: PD)の超高速化が必要になるが、まだそのような超高速光変復調のための光素子は研究段階であり、また低コスト化は難しい⁽⁶⁾。また、外部光強度変調器を用いる場合でも、高電力のRF入力が必要になり、また挿入損も大きいという問題がある。加えて、SCM光強度変調方式では、LDの非線形性に起因した相互変調ひずみ(Intermodulation Distortion: IMD)が発生し、通信品質の大きな劣化要因となる⁽⁷⁾。これまで、ミリ波無線信号光ファイバ伝送リンクとして検討されているものには、

① 情報信号を低周波の無線信号で光ファイバ伝送し、無線基地局において、受光素子の電気的な非線形性を利用して、光検波と同時に周波数変換を行いミリ波信号を発生する方式⁽⁶⁾、

② LDの非線形性を用い、LDの高調波成分と入力信号を混合させ、LDの周波数限界以上に変調帯域幅を拡大しミリ波信号を伝送する方式⁽²⁾、
などがある。これらの検討はデバイスの特性をうまく利用して無線信号の光直接変調を行いやすくしてミリ波信号の伝送を行う方式であるが、依然として、SCM伝送のため相互変調ひずみの問題は残る。そこでデバイスの特性に依存せず原理的に光直接変調がしやすかつ相互変調ひずみの影響を受けない効率の良いミリ波信号の光伝送方式、多重化方式が望まれるところである。

そこで本論文では、FTTAシステムにおけるミリ波

無線信号の光ファイバ伝送方式に、SCM光強度変調方式に比べ高いCNR(Carrier-Noise Ratio)を得ることが可能となる光時分割多重方式(Time Division Multiplexing: TDM)を用いることを新たに提案する。これは、FTTAシステムの基地局セクタアンテナから出力される無線信号をそれぞれ帯域サンプリング⁽⁸⁾して発生するパルス振幅変調(Pulse Amplitude Modulation: PAM)信号を時分割多重光伝送するシステムである。本システムは時分割多重しているため相互変調ひずみが発生せず、またLDの直接変調が行いやすいという特徴をもつ。更に本論文では、本FTTAシステムにおける光ファイバ伝送後の無線信号の受信CNR特性と所要CNRを満たすことのできる光リンクでの最大多重数についてを理論的に解析すると共にセクタアンテナを周波数多重するSCM方式を用いたFTTAシステムとの比較を行っている。その結果、提案システムは、受信光電力が $-20\text{dBm} \sim 10\text{dBm}$ の場合、SCM光伝送システムに比べ、受信CNRが約7~10dB改善され、また光リンクでの多重数も増大することを明らかにしている。

2. SCM光伝送システムの問題点

2.1 システムモデル

SCM光伝送システムを筆者らが提案するFTTAシステムに適用した場合の上り回線(端末→基地局→制御局)のシステムモデルを図2に示す。ここではLDがミリ波帯でも十分動作することを仮定し、その非線形性のみを問題点として考慮することにする。アンテナは、セクタアンテナを用いることとし、各セクタアンテナは一つの無線信号を受信する。そして各アンテナからの無線信号を周波数多重した信号で直接強度変調する。そして、光ファイバを伝送されたSCM強度変調信号光は、制御局光受信機のPDで直接検波され、次にバンドパスフィルタ(Bandpass Filter: BPF)によって各チャネルに分離され、復調される。下り回線(制御局→基地局→端末)ではこの逆の操作を行う。このシステムは、構成が簡単である反面、SCM信号でLDを直接強度変調すると、LDの非線形性に起因して相互変調ひずみ(IMD)が発生し、受信機で再生した無線信号のCNR特性を劣化させる。IMDには、2次から高次のものが存在するが、SCM信号の周波数配置を1オクターブ以内に制限した場合に特に影響を及ぼすのが、3次のIMD(IM3)である⁽⁷⁾。以下にSCM光伝送システムの受信CNR特性を示し、IM3の影響を明らかにする。

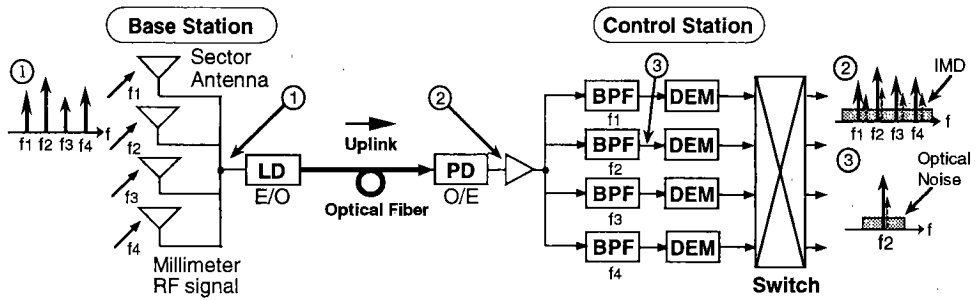


図2 SCM光ファイバリンク(上り回線)
Fig. 2 Subcarrier multiplexing fiber-optic link (up link).

2.2 受信 CNR 特性

本解析では基地局はそれぞれ周波数の異なる N_c 個の等電力の無線信号を各セクタアンテナで受信するものと仮定する。この場合、LD を直接強度変調するミリ波帯 SCM 信号は、

$$v(t) = m \sum_{k=1}^{N_c} \cos 2\pi f_k t \quad (1)$$

で与えられる。ここで k 番目の信号は周波数 f_k と帯域幅 B_{RF} をもち、 N_c 個の信号が周波数軸上で等間隔に配置されているものとする。また、 m は光変調指数 (Optical Modulation Index: OMI) であり、各無線信号間で等しく LD が過変調にならないように以下のように制限される。

$$N_c m \leq 1 \quad (2)$$

但し、キャリア数が多く (およそ $N_c \geq 10$)、各キャリア間に相関がない場合には、OMI の実効値を考慮すればよく、次式が成り立てばよい⁽⁷⁾。

$$m \cdot \left(\frac{N_c}{2}\right)^{1/2} \leq A \quad (3)$$

上式の A は、許容される過変調ひずみレベルによって決まる定数で、例えば、過変調ひずみを -70dBc におさえる場合、 $A=0.274$ であると報告されている⁽⁷⁾。また、レーザへの入力 $v(t)$ と LD の出力光強度 $P(t)$ の関係は次式で示すように多項式近似される^{(9),(12)}。

$$P(t) = P_0 [1 + v(t) + a_2 v^2(t) + a_3 v^3(t) + \dots] \quad (4)$$

但し、 P_0 は平均送信光電力[†]、 $a_i (i=2, 3, \dots)$ は LD の入出力特性を表す定数である。

光ファイバ伝送後の制御局受信機における PD 出力電流は次式で与えられる。

$$I_{out}(t) = I_{ph} \left(1 + m \sum_{k=1}^{N_c} \cos 2\pi f_k t \right) + I_{RIN}(t) + I_{shot}(t) + I_{th}(t) + I_{im3}(t) \quad (5)$$

ここで、 I_{ph} は平均受信電流であり、

$$I_{ph} = \frac{e\eta}{h\nu} \cdot P_r \quad (6)$$

で与えられる。但し、 e は電子電荷、 h はプランク定数、 ν は光周波数、 η は PD の量子効率、 P_r は受信信号光電力であり、光ファイバの伝送損 (コネクタロスも含む) を F_{loss} とすると P_0/F_{loss} で与えられる。また、 $I_{RIN}(t)$ 、 $I_{shot}(t)$ 、 $I_{th}(t)$ はそれぞれ、LD の相対強度雑音電流、信号光ショット雑音電流、受信回路系熱雑音電流であり、白色ガウス雑音にモデル化でき、1チャンネルあたりの雑音電力はそれぞれ

$$\langle i_{RIN}^2 \rangle = RIN I_{ph}^2 B_{RF}, \quad \langle i_{shot}^2 \rangle = 2e I_{ph} B_{RF}, \quad \langle i_{th}^2 \rangle = \frac{4kT}{R} B_{RF} \quad (7)$$

で与えられる。ここで、 RIN は相対強度雑音の電力密度スペクトルレベル、 k はボルツマン定数、 T は等価雑音温度、 R は負荷抵抗、 F は受信回路系の雑音指数である。また、 $I_{im3}(t)$ は3次の相互変調ひずみ成分 (IM3) である。ところで基地局において、各セクタアンテナが受信する信号レベルに差がある場合には、復調後、低レベルの信号に高レベルの信号から発生した IMD が影響を与えるため更に CNR 特性を劣化させる。つまり本解析で導く SCM 光伝送システムの CNR 特性は、無線リンクで発生するアンテナ間の受信信号レベル差を無視した上限値を与えることになる。

PD 出力電力は、BPF によって各信号に分離されるが、 k 番目のミリ波信号を通過させる BPF 出力は、

$$i_k(t) = i_{sk}(t) + i_{RIN}(t) + i_{shot}(t) + i_{th}(t) + i_{im3}(t) \quad (8)$$

† ここでは無変調時 ($v(t)=0$) の送信光電力を平均送信光電力と呼ぶ。

となり、信号成分 $i_{sk}(t)$ とその平均電力は、

$$i_{sk}(t) = m I_{ph} \cos 2\pi f_k t, \quad \langle i_{sk}^2 \rangle = \frac{1}{2} m^2 I_{ph}^2 \quad (9)$$

で与えられ、雑音成分 $i_{RIN}(t)$, $i_{shot}(t)$, $i_{th}(t)$ のそれぞれの電力は、式(7)で与えられる。また、 $i_{im3}(t)$ は、 N_c 個のキャリア周波数帯の中で k 番目に落ち込んでくる IM3 であり、LD の非線形性によって生じる 2 波の混合積に起因する $D_2(N_c, k)$ 個の Two-Tone タイプ IM3 と 3 波の混合積に起因する $D_3(N_c, k)$ 個の Three-Tone タイプ IM3 の二つの成分をもつが、それぞれの振幅が、 $\frac{3}{4} a_3 m^3$, $\frac{3}{2} a_3 m^3$ であるため^{(3),(10)},

$$i_{im3}(t) = \left(\frac{3}{4} a_3 m^3 D_2(N_c, k) + \frac{3}{2} a_3 m^3 D_3(N_c, k) \right) I_{ph} \cos 2\pi f_k t \quad (10)$$

で表される。ここで、 $D_2(N_c, k)$, $D_3(N_c, k)$ は、

$$D_2(n, r) = \frac{1}{2} \left[n - 2 - \frac{1}{2} \{ 1 - (-1)^n \} (-1)^r \right] \quad (11)$$

$$D_3(n, r) = \frac{r}{2} (n - r + 1) + \frac{1}{4} \{ (n - 3)^2 - 5 \} - \frac{1}{8} \{ 1 - (-1)^n \} (-1)^{n+r} \quad (12)$$

で与えられ^{(3),(10)}、以上により、相互変調ひずみ雑音電力 $\langle i_{im3}^2 \rangle$ は、

$$\langle i_{im3}^2 \rangle = \frac{1}{2} a_3^2 m^6 \left(\frac{3}{4} D_2(N_c, k) + \frac{3}{2} D_3(N_c, k) \right)^2 I_{ph}^2 \quad (13)$$

となる。 N_c 個のキャリア周波数のうち、最も IM3 の影響を受ける中央キャリア周波数に注目すると、制御局での受信 CNR は、次式で与えられる。

$$\left(\frac{C}{N} \right)_{CS} = \frac{\frac{1}{2} m^2 I_{ph}^2}{\left[RIN I_{ph}^2 + 2eI_{ph} + \frac{4kT}{R} F \right] B_{RF} + \langle i_{im3}^2 \rangle} \quad (14)$$

2.3 CNR の数値例

式(14)を用いて受信信号光電力 P_r と受信 CNR 特性の関係を図 3 に示す。同図では、平成 4 年電気通信審議会答申⁽¹¹⁾ で定められた準ミリ波帯高速無線 LAN の占有周波数帯域幅 (17MHz 以内) を参考にして 1 無線チャンネル帯域幅を $B_{RF} = 15\text{MHz}$ と仮定している。また、 $RIN = -150\text{dB/Hz}$, $\sqrt{4kT/R} = 20\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ とし、更に LD の非線形性が強い場合 ($a_3 = 10^{-2}$)⁽¹²⁾ と弱い場合 ($a_3 = 10^{-6}$)^{(7),(13)} を仮定して、それぞれの場合について CNR 特性を明らかにしている。また、本解析において

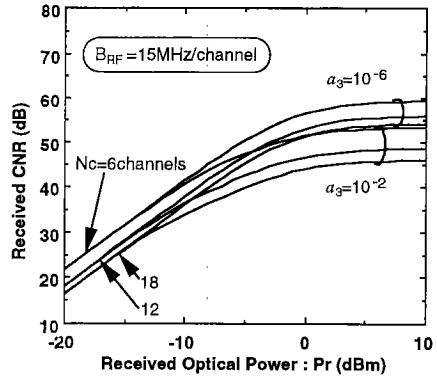


図 3 受信 CNR 特性 (15MHz/channel)
Fig. 3 Received CNR performance (15MHz/channel).

変調指数 m は、CNR(式(14))を最大化する m_{opt} を用いるとすると、

$$m_{opt} = \left(\frac{\left[RIN I_{ph}^2 + 2eI_{ph} + \frac{4kT}{R} F \right] B_{RF}}{\left[\frac{3}{4} D_2(N_c, k) + \frac{3}{2} D_3(N_c, k) \right]^2 a_3^2 I_{ph}^2} \right)^{1/6} \quad (15)$$

で与えられる⁽³⁾。但し、過変調が起これないように m_{opt} は式(2)、または式(3)で決まる上限値を有し、

$$m_{opt} \leq \begin{cases} \frac{1}{N_c} & ; N_c < 8 \\ 0.274 \left(\frac{2}{N_c} \right)^{1/2} & ; N_c \geq 8 \end{cases} \quad (16)$$

のように制限されているものとする。図 3 に示されているように P_r が小さい場合、光強度変調指数は式(16)の上限値となっており熱雑音に支配され非線形性の違いは CNR に現れないが、 P_r が大きくなると相対強度雑音、相互変調ひずみが支配的になり受信 CNR は飽和する。またその飽和値は非線形性が強くなる程 ($a_3 = 10^{-6} \rightarrow 10^{-2}$)、劣化する。いずれにしても SCM 光伝送システムは、伝送キャリア数、すなわち光リンク多重数が増大するにつれ、各チャンネル当りの変調指数低下と相互変調ひずみが増大するため受信 CNR は劣化する。従って、劣化を補償し更に高い受信 CNR を得ることのできるミリ波無線信号の光ファイバ伝送システムを検討することが肝要である。

3. ミリ波信号の光 TDM 伝送システム

3.1 システムモデル

FTTA システムにおいて広帯域ミリ波信号を SCM 光伝送する場合、光リンクでの雑音、特に相互変調ひず

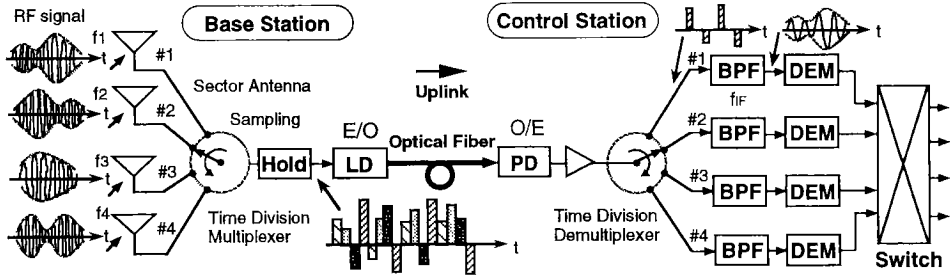


図4 光 TDM 伝送システムのモデル (上り回線)
Fig. 4 Configuration of TDM fiber-optic link (up link).

みが増加するため十分な受信 CNR を得ることは難しく、
 加えて現状では LD の変調帯域が制限されるためミリ波
 信号で LD を直接光強度変調することは容易ではない。
 そこで、広帯域ミリ波信号を無線信号の形式のまま
 光時分割多重して光ファイバ内に閉じ込め伝送する
 という新しいミリ波信号の光 TDM 伝送システムを提案
 する⁽¹⁴⁾。その上り回線のシステムモデルを図 4 に示す。
 各セクタアンテナで受信された加入者からの広帯域
 ミリ波無線信号は、順番に無線信号のもつ情報帯域幅
 で決まる速度でサンプリング(帯域サンプリング⁽⁸⁾)され、
 保持回路によりパルス化されて、TDM された PAM 信
 号となる。次にこの TDM 信号で LD を直接強度変調
 した光信号は、光ファイバ伝送後に、制御局受信機の
 PD で直接検波され、その光検波出力は、各セクタの
 信号に分離され、BPF で無線信号に戻してから元の情
 報信号に復調される。一方、下り回線においては、制
 御局から伝送された PAM 信号を無線信号に変換した
 後、ミリ波帯に周波数変換し各加入者に伝送する。

本システムには、SCM 光伝送システムと比べ次のよ
 うな利点がある。

(1) 帯域サンプリングで発生した PAM 信号を TDM
 で伝送するため、PAM 信号の伝送速度はサンプリ
 ングレートと多重数に依存する。これは、無線搬送
 波周波数に比べると低速であり、LD の直接強度変調
 が行いやすい。

(2) 帯域サンプリングは、ベースバンド信号のサン
 プリングと同様に、ベースバンド情報スペクトルがサ
 ンプリング周波数間隔で並んだ信号スペクトルを発生
 する。すなわち受信側において所望の周波数帯を帯域
 フィルタリングすることで、別の周波数帯の無線信号
 を発生できるという周波数変換機能をもつわけであり、
 これは SCM 方式では得られない大きな特徴である。こ
 の点については次節で詳しく述べる。

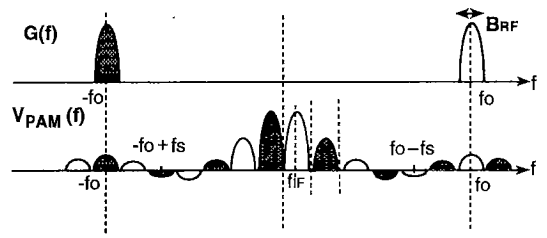


図5 帯域サンプリングにおける周波数スペクトル
Fig. 5 Spectrum characteristics of bandpass sampling.

(3) 複数の無線信号を光リンク側を TDM 伝送する
 ため、SCM 伝送で問題となる相互変調ひずみが発生し
 ない。

3.2 帯域サンプリング

本システムの特徴は、無線リンクから入力された複
 数の広帯域信号を情報帯域によって決まる速度でサン
 プリングすること(帯域サンプリング)である。本節で
 は帯域サンプリングの詳細とその周波数変換機能を示
 す。図 5 に帯域サンプリング処理の各時点での周波数
 スペクトルを示す。まず、 $-\frac{B_{RF}}{2} \leq f \leq \frac{B_{RF}}{2}$ に帯域制限
 されたベースバンド情報信号 $a(t)$ (周波数スペクトル
 $A(f)$) で変調された周波数 f_0 の無線信号を $g(t)$ とし、
 その周波数スペクトルを $G(f)$ とすると、 $g(t)$ 、 $G(f)$ は
 次式で与えられる。

$$g(t) = a(t) \cos 2\pi f_0 t,$$

$$G(f) = \frac{1}{2} [A(f - f_0) + A(f + f_0)] \quad (17)$$

$g(t)$ を情報帯域幅 B_{RF} 以上の周波数 ($f_s = \frac{1}{T_s}$; サ
 ンプリング周期) でサンプリングした信号は、保持回路
 によって PAM 信号となる。

$$v_{PAM}(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} g(kT_s) \times p(t - kT_s) \quad (18)$$

ここで $p(t)$ は、振幅 1 で幅 T をもつ方形パルスであり、

そのフーリエ変換は、次式で示される。

$$P(f) = T \frac{\sin(\pi T f)}{\pi T f} = T \text{Sinc}(\pi T f) \quad (19)$$

$v_{PAM}(t)$ の周波数スペクトル $V_{PAM}(f)$:

$$V_{PAM}(f) = \frac{T}{2T_s} \text{Sinc}(\pi T f) \sum_{k=-\infty}^{+\infty} [A(f - f_0 - kf_s) + A(f + f_0 - kf_s)] \quad (20)$$

となるが、図5に示されるように、帯域サンプリングによってサンプリング周波数 f_s の整数倍だけ $G(f)$ が周波数シフトした帯域信号が発生する。従って、受信側において所望の周波数帯に現れている帯域信号をBPFで分離することにより、元々の無線信号とは異なる周波数の無線信号として取り出すことができる。中心周波数 f_{IF} の理想BPFを考え、その伝達関数 $H_{IF}(f)$ を

$$H_{IF}(f) = \begin{cases} 1; & |f - f_{IF}| \leq \frac{B_{RF}}{2} \\ 0; & \text{otherwise} \end{cases} \quad (21)$$

で与えると、取り出される無線信号 $V_{IF}(f)$ は、

$$V_{IF}(f) = \frac{T}{2T_s} \text{Sinc}(\pi f_{IF} T) [A(f - f_{IF}) + A(f + f_{IF})] \quad (22)$$

となる。但し、 $B_{RF} \ll \frac{1}{T}$ を仮定し、 $\text{Sinc}(\pi f T)$ の値は $f = f_{IF}$ の値で代表する。よって帯域フィルタ通過後の信号は、

$$v_{out}(t) = \frac{T}{T_s} \text{Sinc}(\pi f_{IF} T) a(t) \cos 2\pi f_{IF} t \quad (23)$$

と周波数変換された無線信号となる。以上のように、帯域サンプリングには周波数変換機能があり再生された無線信号の振幅は、元の無線信号の振幅の $\frac{T}{T_s} \text{Sinc}(\pi f_{IF} T)$ 倍になる。

3.3 サンプリング周波数の条件

帯域サンプリングで注意すべき点は、まず、サンプリング周波数の決定である。帯域信号は低域信号とは異なり、正の周波数 f_0 と負の周波数 $-f_0$ の二つの周波数帯にスペクトルが存在する(図5)ため、サンプリングにより生じる複製群にエイリアシングがないように制御することは難しい。エイリアシングが生じない最小サンプリング周波数 f_{smin} の条件はKohlenberg⁽⁸⁾の検討によると、 $W_0 = f_0 - \frac{B_{RF}}{2}$ とし、 M を W_0/B_{RF} 以下の最大の非負整数とすると、次式で与えられる。

$$f_{smin} = \frac{2}{M+1} (W_0 + B_{RF}) \quad (24)$$

ところで、無線端末で発振する搬送波の周波数は時間的に変動する可能性があるため、この変動も考慮に

入れた無線信号の帯域 B'_{RF} を定義して、この B'_{RF} と式(24)を用いてサンプリング周波数を決定しておく必要がある。例えば、 $f_0 = 50\text{GHz}$ 、 $B_{RF} = 150\text{MHz}$ 、搬送波周波数の変動を f_0 の $\pm 10 \times 10^{-6}$ とすると f_{smin} は 301.7MHz となる。

次に注意すべき点は、サンプリングの精度の問題である。帯域サンプリングのサンプリング周波数は前述のように無線信号の帯域幅で決まり搬送波そのものをサンプリングする場合と比べ大幅に減少するが、サンプリング時刻には非常に高精度なものが必要であり、そのゆらぎ、すなわち時間ジッタはミリ波の1周期に比べ十分小さくなければならない。この点に関しては、現在周波数帯域 31GHz のサンプリングオシロスコープ(2乗平均時間ジッタ 3pssec /時間分解能 0.2pssec)が開発されている⁽¹⁵⁾等、サンプリングの精度は本提案システムの実用化に十分に対処できる技術が開発されつつあるものと考えられる。

3.4 多重数

提案する無線信号の光TDM伝送方式の多重数 N_c は

$$N_c = \frac{T_s}{T} \quad (25)$$

で与えられる。パルスの伝送レート $\frac{1}{T}$ は、LD、PDの応答速度によって制限を受け、そのために多重数の上限が決まる。LD、PDを総合した伝送帯域幅を f_{max} とおくと $\frac{1}{T} \leq f_{max}$ より、最大多重数 N_{max} は次式で与えられる。

$$N \leq N_{max} = \frac{f_{max}}{f_s} = f_{max} \cdot T_s \quad (26)$$

また、 f_{smin} は式(24)で示されるため N_{max} は、

$$N_{max} = \frac{f_{max}}{f_s} \leq \frac{f_{max}}{\frac{2}{M+1} \left(f_0 + \frac{B_{RF}}{2} \right)} \quad (27)$$

となる。例えば搬送波周波数 $f_0 = 50\text{GHz}$ の場合、 $B_{RF} = 150\text{MHz}$ で $f_{max} = 12\text{GHz}$ の場合、38チャンネル程度の伝送が可能となる。

3.5 受信CNR特性

上り回線において基地局のセクタアンテナで受信された広帯域ミリ波無線信号は、それぞれ式(24)で示された f_{smin} 以上の繰返し周波数でサンプリング後、保持回路によりPAM信号となりTDMされる。SCMと比較するため条件を等しくし、 N_c 個のセクタから入力される無線信号のうち k 番目のセクタから入力される信号を $g_k(t)$ とし、 $g_k(t)$ を振幅1の無変調キャリア $\cos 2\pi f_k t$ とする。この場合 $g_k(t)$ をサンプリングした無線

PAM 信号 $v_k(t)$ は、式(18)より次式で与えられる。

$$v_k(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} g_k(nT_s) \times p(t - nT_s) \quad (28)$$

従って TDM 信号 $v_{IM}(t)$ は、次式で与えられる。

$$\begin{aligned} v_{IM}(t) &= \sum_{k=0}^{N_g} v_k(t - kT) \\ &= \sum_{k=0}^{N_g} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} g_k(nT_s) \times p(t - nT_s - kT) \quad (29) \end{aligned}$$

$v_{IM}(t)$ で式(4)の特性をもつ LD を直接強度変調すると、光ファイバ伝送後、制御局受信機の PD 出力電流は、

$$I_{out}(t) = I_{ph}(1 + v_{IM}(t)) + I_{RIN}(t) + I_{shot}(t) + I_{th}(t) \quad (30)$$

となる。ここで $v_{IM}(t)$ は LD の非線形性により、振幅ひずみを受ける。しかし、以降の解析では、SCM 光伝送の CNR 解析と同じく LD の入出力特性を示す定数が $a_3 = 10^{-6}$ の LD を用いると仮定すると、 a_2 は 10^{-4} のオーダーである⁽¹³⁾ ため最も大きい 2 次のひずみ電力でも基本波に比べて 80dBc 低いものとなる。従って振幅ひずみは十分小さいとして無視するものとする。また、平均電流 I_{ph} は、式(6)で与えられ、相対強度雑音電流 $I_{RIN}(t)$ 、ショット雑音電流 $I_{shot}(t)$ 、熱雑音電流 $I_{th}(t)$ は白色ガウス雑音であり 1 無線チャンネル当りの雑音電力は、式(7)で与えられる。

次に $I_{out}(t)$ は、スイッチにより各セクタの無線 PAM 信号に分離される。分離された k 番目の PAM 信号は、

$$\begin{aligned} I_k(t) &= \sum_{l=-\infty}^{+\infty} I_{out}(t) p(t - lT_s - kT) \\ &= \sum_{l=-\infty}^{+\infty} I_{ph}(1 + g_k(lT_s)) \times p(t - lT_s - kT) \\ &\quad + \sum_{l=-\infty}^{+\infty} (I_{shot}(lT_s) + I_{RIN}(lT_s) \\ &\quad + I_{th}(lT_s)) p(t - lT_s - kT) \quad (31) \end{aligned}$$

で与えられる。 $I_k(t)$ は帯域サンプリングされた信号であるので、BPF により所望の周波数帯に現れている帯域信号を分離することにより、元々の無線信号とは異なる周波数の無線信号が取り出せる。従って、 $I_k(t)$ を式(21)に示した中心周波数 f_{IF} の理想 BPF に通過させると、信号成分(式(31)の第 1 項)は、次式で表される。

$$i_{sk}(t) = \frac{T}{T_s} \text{Sinc}(\pi f_{IF} T) I_{ph} \cos 2\pi f_{IF} t \quad (32)$$

ここで、 $\text{Sinc}(\pi f_{IF} T)$ は、式(24)、(25)より次式で表される。

$$\text{Sinc}(\pi f_{IF} T) = \text{Sinc} \left(\frac{\pi f_{IF}}{N_c} \frac{2}{M+1} \left(f_0 + \frac{BW}{2} \right) \right) \quad (33)$$

式(33)より、例えば、 $f_0 = 50\text{GHz}$ 、 $B_{RF} = 150\text{MHz}$ で受信側でサンプリングレート付近 ($f_{IF} = 300\text{MHz}$) の帯域信号を BPF で取り出す場合、 $\text{Sinc}(\pi f_{IF} T)$ の値は $N_c = 2$ で 0.64、 $N_c = 3$ で 0.83、 $N_c = 4$ で 0.90 と 4 以上では 1 と見なせ、 $\text{Sinc}(\pi f_{IF} T)$ による振幅低下は無視できる。よって、 $\text{Sinc}(\pi f_{IF} T) \cong 1$ と仮定できる範囲で BPF する場合、平均信号電力は

$$\langle i_{sk}^2 \rangle = \frac{1}{2} \left(\frac{T}{T_s} \right)^2 I_{ph}^2 \quad (34)$$

となる。一方、雑音成分(式(31)の第 2 項)をまとめて $n_{PAM}(t)$ と表すと、これは、直接検波後の相対強度雑音電流、信号光ショット雑音電流、受信回路系熱雑音電流という白色雑音の総和 $n(t)$ を振幅 1、周期 T_s 、幅 T の方形パルス列でサンプリングしたものとなり次式で表される。

$$n_{PAM}(t) = n(t) \times \sum_{l=-\infty}^{+\infty} p(t - lT_s) = n(t) \times s_p(t) \quad (35)$$

$n_{PAM}(t)$ の自己相関関数は、

$$\begin{aligned} R(\tau) &= E[n_{PAM}(t)n_{PAM}(t+\tau)] \\ &= E[n(t)s_p(t)n(t+\tau)s_p(t+\tau)] \\ &= R_{sp}(\tau)E[n(t)n(t+\tau)] \quad (36) \end{aligned}$$

で与えられる。ここで、 $s_p(t)$ の自己相関関数 $R_{sp}(\tau)$ は、次式で与えられる周期三角パルス列となる。

$$R_{sp}(\tau) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} f(\tau - kT_s) \quad (37)$$

但し、 $f(t)$ は次式で示される三角波である。

$$f(\tau) = \begin{cases} \frac{T - |\tau|}{T_s}; & |\tau| \leq T \\ 0 & ; \text{otherwise} \end{cases} \quad (38)$$

また、 $E[n(t)n(t+\tau)]$ は、 $\frac{n_0}{2} \delta(\tau)$ で与えられる。但し、 $\frac{n_0}{2}$ は $n(t)$ の電力スペクトル密度であり、それは、式(7)で示された電力スペクトル密度の総和である。以上より、 $R(\tau)$ とその電力スペクトル密度 $S(f)$ は、

$$R(\tau) = \frac{T - |\tau|}{T_s} \cdot \frac{n_0}{2} \delta(\tau), \quad S(f) = \frac{T}{T_s} \cdot \frac{n_0}{2} \quad (39)$$

となる。よって、BPF 出力におけるショット雑音電力、相対強度雑音電力、熱雑音電力は式(7)で示された SCM 方式の BPF 出力雑音電力の $\frac{T}{T_s}$ 倍となることがわかる。以上より制御局において再生された無線信号の CNR は式(25)を用いて次式で示される。

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{CS} = \frac{\frac{1}{2}\left(\frac{T}{T_s}\right)^2 I_{ph}^2}{[\langle i_{RIN}^2 \rangle + \langle i_{shot}^2 \rangle + \langle i_{th}^2 \rangle] \frac{T}{T_s}}$$

$$= \frac{\frac{1}{2}\left(\frac{1}{N_c}\right) I_{ph}^2}{\left[RIN I_{ph}^2 + 2eI_{ph} + \frac{4kTF}{R} \right] B_{RF}} \quad (40)$$

3.6 数値計算例と SCM 光伝送システムの比較

式(40)を用いて受信信号光電力 P_r と受信 CNR 特性の関係を図 6 に示す。ここで、諸定数は図 3 の場合と同じものを使う。同図には図 3 で示した SCM 光伝送システムの受信 CNR 特性も示している。同図より、光 TDM 伝送システムは、光リンク多重数 N_c の増加につれて受信 CNR が劣化している。これは、式(40)より受信 CNR は光リンク多重数 N_c と逆比例の関係にあるからである。また、SCM 光伝送システムと比べて、光 TDM 伝送システムは、約 7~10dB の受信 CNR の改善が得られている。これには二つの理由があり、まず一つは、光 TDM 伝送システムの場合、相互変調ひずみの影響を受けないためである。もう一つは、チャンネル数とチャンネルあたりの受信信号光電力との間の関係が、SCM と TDM では異なるためである。すなわち一つの光源を複数のチャンネルで使用しているため、1チャンネルあたりの受信信号光電力は、SCM 光伝送システムの場合 m^2 に比例する。すなわち、式(2)、(3)より、 N_c^2 、あるいは $N_c \geq 8$ の場合でも $\frac{N_c}{0.38}$ に反比例するわけであるが、これに対して、光 TDM 伝送システムは、 N_c に反比例するので SCM に比べて同じチャンネル数で比較すると受信光電力が高くなるためである。

また、 $P_r = -5\text{dBm}$ とした場合、受信 CNR と光リンク多重数の関係を図 7 に示す。同図には、 $B_{RF} = 15\text{MHz}$ の場合と併せて、B-ISDN を想定して、 $B_{RF} = 150\text{MHz}$ の場合も解析している。同図より、一定の受信 CNR を得るためには、光リンク多重数は制限され、光 TDM 伝送システムを用いることにより、その光リンク多重数は増大する。例えば、 $B_{RF} = 150\text{MHz}$ で受信 CNR = 40dB を得るためには、SCM 伝送システムは最大 6チャンネルまで、TDM 伝送システムでは最大 38チャンネルまで多重できる。ところで、これらの多重数は、TDM、SCM 共に CNR をもとにして計算されたものであり、実際は 3.4 に示した光デバイスによる帯域制限も考慮しなければならない。つまり 3.4 に示した数値例からわかるように 38チャンネルの TDM 伝送には約 12GHz の総合伝送帯域幅が光デバイスに要求されるわけであ

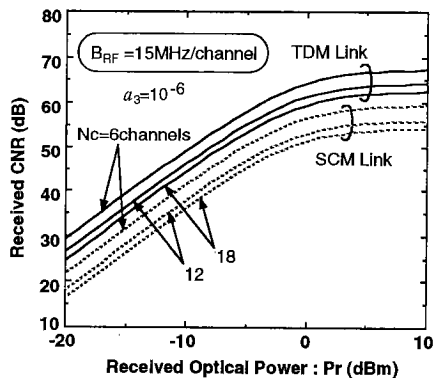


図 6 受信 CNR 特性 (15MHz/channel : TDM)
Fig. 6 Received CNR performance (15MHz/channel : TDM).

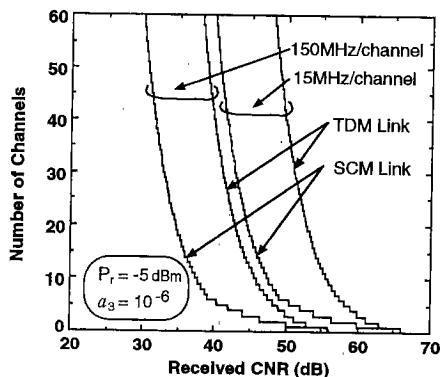


図 7 受信 CNR と光リンク多重数の関係
Fig. 7 The relation of received CNR and number of channels.

る。

また上述の結果は、TDM 伝送システムが CNR が 40dB 以上という伝送品質を保ちつつ 38チャンネルまで多重できる容量を有していることを表しているので、4セクタアンテナをもつ FTTA 基地局を経済的なバス形式の光リンクで次々と 9基地局まで接続できることを表しており、異なる基地局からの無線信号の光リンク上での多重にも本 TDM 伝送システムを適用することが期待される。

また、(光 TDM 伝送システムの光リンク多重数)を (SCM 光伝送システムの光リンク多重数)で割ったものを増加指数とし、所要 CNR との関係を示したのが図 8 である。同図より、光 TDM 伝送システムを用いることで、光リンク多重数は増大する。

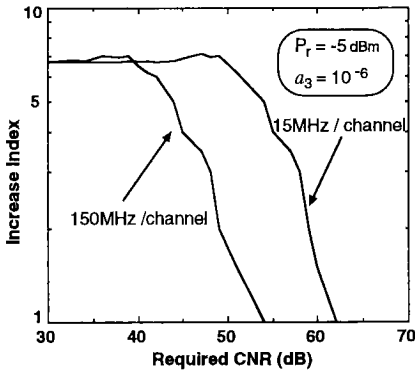


図8 所要 CNR とチャネル増加指数の関係

Fig. 8 The relation of received CNR and increase index.

4. むすび

本論文では、ミリ波 FTTA システムにおいて光リンクにおける相互変調ひずみの影響を無くし、受信端において SCM 強度変調方式より高い受信 CNR を得ることが可能となる新しいミリ波無線信号の光 TDM 伝送システムを提案し、受信 CNR 特性と所要 CNR を満たすことのできる光リンクでの最大多重数について理論的に解析すると共に、SCM 方式との比較検討を行った。その結果、SCM 光伝送システムに比べ約 7~10dB の受信 CNR の改善が得られ、また、光リンクでの多重数も増大することが明らかになった。

本検討では 1 セクタあたり 1 無線信号を受信するという仮定を導入したが、一つのセクタアンテナで周波数多重された複数の無線信号を受信する場合、およびセクタアンテナ間の信号分離が不完全な場合の本提案システムの評価を今後の検討課題として考える。また、アンテナシステムをオムニアンテナにした場合の検討も行う必要がある。また、基地局-制御局の接続形態として、提案する光 TDM 伝送システムを経済性と拡張性に富んだバス形光リンクに適用することで、各基地局からの信号が互いに干渉せず効率よく伝送できると期待される。従って今後、このシステムをバス形光リンクに適用した場合の伝送特性についても検討を行う予定である。

謝辞 本検討を進めるうえで有益な御協力を頂いた小牧研究室岡田実助手に深謝します。また、本研究は文部省科学研究費一般研究(B)05452204 から一部援助を受け行われたものである。

文 献

- (1) Komaki S., Tsukamoto K., Hara S. and Morinaga N.: "Proposal of Fiber and Radio Extension Link for Future Personal Communications", *Microwave and Optical Tech. Lett.*, **6**, 1, pp. 55-59 (Jan. 1993).
- (2) Ogawa H., Polifko D. and Banba S.: "Millimeter-wave Fiber Optic Systems for Personal Radio Communications", *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, **MTT-40**, 12, pp. 2285-2293 (Dec. 1992).
- (3) Harada H., Lee H.-J., Komaki S. and Morinaga N.: "Performance Analysis of Fiber-Optic Millimeter-Wave Band Radio Subscriber Loop", *IEICE Trans. Commun.*, **E76-B**, 9, pp. 1128-1135 (Sept. 1993).
- (4) Ihara T.: "Research and Development of MM-Wave Premises Communication Systems", *MWE'93 Microwave Workshop Dig.*, pp. 207-212 (Sept. 1993).
- (5) Way W. I.: "Subcarrier Multiplexed Lightwave System Design Considerations for Subscriber Loop Applications", *IEEE J. Lightwave Technol.*, **LT-7**, 11, pp. 1806-1818 (Nov. 1989).
- (6) Kamitsuna H. and Ogawa H.: "Fiber Optic Microwave Links Using Balanced/Image Canceling Photodiode Mixing", *IEICE Trans. Electron.*, **E76-C**, 2, pp. 264-270 (Feb. 1993).
- (7) Namiki J., Shibutani M., Domon W., Kanai T. and Emura K.: "Optical Feeder Basic System Design for Microcellular Mobile Radio", *IEICE Trans. Commun.*, **E76-B**, 9, pp. 1069-1077 (Sept. 1993).
- (8) Kohlenberg A.: "Exact Interpolation of Band-Limited Functions", *J. Appl. Phys.*, **24**, 12, pp. 1432-1436 (Dec. 1967).
- (9) Daly J. C.: "Fiber Optic Intermodulation Distortion", *IEEE Trans. Commun.*, **COM-38**, 8, pp. 1954-1958 (Aug. 1982).
- (10) Westcott R. J.: "Investigation of Multiple f. m. / f. d. m Carriers through a Satellite t. w. t Operating Near to Saturation", *Proc. IEE*, **144**, 6, pp. 726-740 (June 1967).
- (11) 前田隆正, 加藤伊智朗: "わかりやすい無線 LAN", p. 16, オーム社 (1993).
- (12) Mizuguti H., Okuno T., Komaki S. and Morinaga N.: "Performance Analysis of Optical Fiber Link for Microcellular Mobile Communication Systems", *IEICE Trans. Electron.*, **E76-C**, 2, pp. 271-278 (Feb. 1993).
- (13) Darcie T. and Tucker R.: "Intermodulation Harmonic Distortion in InGaAsP Lasers", *Electron. Lett.*, **21**, 12, pp. 665-666 (Aug. 1985).
- (14) 原田博司, 塚本勝俊, 岡田 実, 小牧省三, 森永規彦: "光 TDMA リンクを利用したマイクロセル無線通信方式の検討", *信学技報*, **RCS93-80** (1994-01).
- (15) Kitazono M., Yamanaka K. and Kobayashi S.: "Wide Frequency Bandwidth Sampling Oscilloscope", *Denshi Tokyo*, **32**, pp. 184-187 (1993).

(平成 6 年 3 月 31 日受付, 7 月 11 日再受付)



原田 博司

平4 阪大・工・通信中退。平6 阪大大学院修士課程了。現在、同大学院博士課程在学中。デジタル無線伝送方式の研究に従事。IEEE 会員。



塚本 勝俊

昭57 阪大・工・通信卒。昭59 同大学院修士課程了。現在、阪大・工・電気助手。光通信方式に関する研究に従事。IEEE 会員。



小牧 省三

昭45 阪大・工・通信卒。昭47 同大学院修士課程了。昭47 電電公社(現NTT)入社。平2 阪大・工・通信・助教授。平4 電気・教授。デジタル無線通信方式、主として無線中継方式の研究に従事。工博。50年度本学会論文賞受賞。平5年度本学会業績賞受賞。

IEEE 会員。



森永 規彦

昭38 静大・工・電気卒。昭43 阪大大学院博士課程了。阪大・工・通信・助手、講師、助教授を経て現在、教授。工博。無線通信方式、光通信方式、衛星通信方式、移動通信方式、EMCの研究に従事。訳書「光通信システム」、共著「光通信理論とその応用」。

IEEE 会員。