送信電力配分問題を最適化したミリ波自己ヘテロダイン方式による60GHz帯屋内BSデジタル放送伝送システム

Transmission of Indoor 60-GHz-Band Digital BS Signals Using Millimeter-wave Self-heterodyne Transmission Technique with Optimized Transmission Power Distribution

庄司 洋三[†], 浜口 清[†], 小川 博世[†]

Yozo Shoji[†], Kiyoshi Hamaguchi[†] and Hiroyo Ogawa[†]

Abstract A practical millimeter-wave video transmission system using the 60-GHz band has been demonstrated for indoor broadcast-satellite (BS) signal transmission. It uses a new millimeter-wave self-heterodyne transmission technique, and the transmission power distribution inherent in the technique is optimized. Testing showed that all BS video channels, including digital channels, can be transmitted without any disturbance of the oscillator frequency offset or any phase-noise effect over 10 m under the condition that an additional 12-dB penetration loss occurs.

キーワード：自己ヘテロダイン、ミリ波、BS デジタル、位相雑音、周波数オフセット

1. はじめに

ミリ波帯の電波を使用するシステム、例えば、家庭用無線リンクシステム（ホームリンク）や固定無線アクセスシステム（FWA）、マルチポイント映像分配システム（MVDS）、無線ローカル・エリア・ネットワーク（W-LAN）^{1), 2)} 等が、米国や欧州、日本などで開発されている。特に60GHz帯は、その利用可能な周波数帯域や酸素分子吸収による電波伝搬減衰量が大きいことから、広帯域特性を利用した各種アプリケーションやホームリンクのような近距離無線アプリケーションに特に適切と考えられている³⁾。日本においては、60GHz帯を使用したシステムを導入するため、郵政省（現総務省）の電気通信技術審議会において無線設備の技術基準を策定し、関連規則が2000年8月に施行された。ミリ波映像伝送システム⁴⁾は、この審議会において60GHz帯を使用した有望なシステムとして位置付けられている。

現在、テレビ放送の伝送では、地上波放送ではVHFおよびUHF帯、BS/CS衛星放送では12GHz帯（中間周波数（IF）帯域は1~2GHz帯）が使用されている。ミリ波映像伝送システムは、屋外アンテナで受信したこれら信号を周波数軸上で再配置し、60GHz帯の電波に

変換した後、屋内で再送信する。テレビフィード線が無線化することから美観に優れ、また、配線の煩雑さから開放される。このシステムでは、送受信機のセットから構成される単向通信システムとして、ハードウェアの低コスト化を図っている。家庭内での利用に限れば伝送距離は近距離（< 10 m）で良く、さらに映像伝送では広帯域な周波数を必要とすることから、60GHz帯の利用はこのシステムに特に適すると考えられる。

ミリ波映像伝送システムの概念を図1に示す。この図では、BS放送波受信用アンテナ、通信衛星（CS：Communications satellite）波受信用アンテナや、V/UHF地上波受信用アンテナといった、屋外アンテナに接続されたフィード線が家屋内に引き込まれている。これら信号は、最初に壁等に備え付けられた送信機においてIF帯で多重化され、ミリ波帯の電波を用いて屋内に再送信される。テレビ上に置かれた受信機が、このミリ波信号を受信してIF帯へ再変換した後、多重された信号を分離して各チューナに入力することでテレビ映像を受信できる。これによって、ミリ波送信機を備えた屋内では、設置場所を選ばずに配線なしでテレビを設置し映像を楽しむことが可能となる。

上記したようにミリ波映像伝送システムでは、送信機はIF信号をミリ波帯の無線周波数（RF）信号に変換し、受信機はそれをIF信号に再変換している。この周波数変換のためにミリ波帯の局部発振器を使用するが、原信号の忠実な再生には、送信機および受信機それぞれの局

2001年10月31日受付、2002年3月25日再受付、2002年4月16日採録

[†]独立行政法人 通信総合研究所

（〒239-0847 横浜須賀町光の丘 3-4, TEL 0468-47-5075）

[†]Communications Research Laboratory, Independent Administrative Institution

（3-4, Hikarino-oka, Yokosuka-shi, Kanagawa 239-0847, Japan）

図 1 ミリ波映像多重伝送システム概念

部発振器の発振周波数が高安定であり、かつ位相雑音特性に優れることが必要となる。通常、この条件は高価な周波数安定化機構を持たせた局部発振器の使用か、あるいは特別な回路の付加を強いるため、コスト高の要因となる。著者らは、安価で小型な局部発振器を使用した場合においても、周波数変換による信号品質の劣化を最小限度とするため、送信機では、ミリ波帯の局部発振器の発振出力信号を変調信号に多重化して送信し、受信機ではこれを自乗検波するミリ波自己ヘテロダイン方式を新規に提案した¹⁰⁾¹¹⁾。この方式によれば、送信機で位相雑音および周波数オフセットの大きなミリ波帯局部発振器を用いても、それらの影響を受信機で十分に除去することができ、なおかつ受信機内部には周波数変換のための局部発振器を備える必要がないためシステムの大幅なコスト減が可能となる¹⁰⁾。

ところで、筆者らは既に文献¹⁰⁾において、上述したミリ波自己ヘテロダイン方式の新規提案を行い、なおかつ全送信電力が制限されている場合は、多重送信する局部発振信号電力と変調信号電力の間には、受信側で最大の受信 CN 比が得られる最適な電力配分があることと、従来の周波数変換方式と比較して、受信感度が劣化することを理論的に証明している。さらに文献¹¹⁾においては、今後実用が想定される放送波の中で、最も位相雑音に弱いと考えられる 64QAM 変調を用いたモード 3 のデジタル地上波信号フォーマット (符号化 OFDM 信号) 1 チャンネルの伝送実験を行い、ミリ波帯局部発振器の位相雑音を十分に除去できて、受信 CN 比のみに支配された信号品質が得られることをビットエラーレートおよびシグナルコンスタレーションを評価することで実証している。しかしながら、上記の実験では、使用したミリ波帯送信機の出力が充分ではなく、また多重送信する局部発振信号と変調信号の送信電力配分も最適化されていなかったために、高々狭帯域な 1 チャンネルのデジタル地上波フォーマットの信号を最大で距離 4 m 伝送することに成功したに過ぎない。すなわち、実際の広帯域に及ぶマ

ルチチャンネル映像信号のミリ波伝送が実用レベルで可能かどうかは未だ示されていなかった。

そこで今回、我々は上述した送信電力の配分問題を最適化し、なおかつ電波法上の上限である 10 dBm の空中線電力を出力可能な BS 信号伝送用ミリ波映像伝送システムを新規に開発した。そして、位相雑音のキャンセル効果と理論上の最適送信電力配分を実証すると同時に、受信感度劣化を伴うミリ波自己ヘテロダイン方式を用いても、実用レベルで充分に利用可能なマルチチャンネルビデオ信号伝送の実現が可能であることを、実際の BS 放送波を伝送信号として用いることで実証したので報告する。

2. ミリ波自己ヘテロダイン方式の概要

図 2 にミリ波自己ヘテロダイン方式の概要を示す。ミリ波送信機は、IF 帯で入力される映像信号をミリ波帯局部発振器 (ローカル) 信号を用いてミリ波帯にアップコンバートして伝送するが、このとき用いたローカル信号も併せて送信する。通常、アップコンバートに用いるミキサ出力にはアップコンバートされた両側帯波信号に加えローカル信号成分も含まれるため、ミキサ後段の BPF を下側帯波のみ除去するように設計すればよい。入力 IF 信号が角周波数 ω_i の無変調キャリアと仮定すると受信機での受信信号は次式で表される。

$$r(t) = \sqrt{2P_s} \cos[(\omega_i + \omega_c)t + \theta_i(t)] + \sqrt{2P_l} \cos[\omega_l t + \theta_l(t)] + n(t); \quad (1)$$

ここで、 P_s 、 P_l 、 ω_i 、 $\theta_i(t)$ 、および $n(t)$ は、それぞれ受信変調信号電力、受信ローカル電力、ローカル発振周波数、ローカル発振器の位相雑音成分、受信回路雑音である。受信ローカル信号と同じ位相雑音成分がミリ波帯にアップコンバートされた変調信号にも重畳されていることに注意されたい。

受信側では、これを適当な増幅器と BPF で不要波成分を除去したのち、シングルエンドタイプのミキサを用いて自乗検波する。(1) 式を自乗検波すると次式となる。

$$\begin{aligned} v(t) &= r^2(t) \\ &= 2P_s \cos^2[(\omega_i + \omega_c)t + \theta_i(t)] \\ &\quad + 2P_l \cos^2[\omega_l t + \theta_l(t)] + n^2(t) + \\ &\quad + 2\sqrt{2P_s}n(t) \cos[(\omega_i + \omega_c)t + \theta_i(t)] \\ &\quad + 2\sqrt{2P_l}n(t) \cos[\omega_l t + \theta_l(t)] \\ &\quad + 4\sqrt{P_s P_l} \cos[(\omega_i + \omega_c)t + \theta_i(t)] \\ &\quad \cdot \cos[\omega_l t + \theta_l(t)]. \end{aligned} \quad (2)$$

ここで、最終項に着目し、これを展開すると、周波数 ω_i 成分と周波数 $2\omega_i + \omega_c$ 成分が生成されるが、このうち周波数 ω_i 成分のみを抽出することで次式を得る。

図 2 ミリ波自己ヘテロダイン方式の概要

図 3 実験の構成

$$v_s(t) = 2\sqrt{P_s P_l} \cos \omega_i t \quad (3)$$

(3) 式はローカル信号の位相雑音や周波数成分を全く含まない式となっており、すなわち、このローカル発振器に起因した位相雑音と周波数オフセットが除去された IF 帯信号を再生できることがわかる。

上記のようなミリ波自己ヘテロダイン方式により低コストなミリ波ローカル発振源を利用した場合でも高品質なミリ波伝送が可能になる。さらに、受信機にはミリ波ローカル発振源そのものが不要なため、高品質かつ低コストなミリ波伝送システムを構築できる¹⁰⁾。

2.1 ミリ波自己ヘテロダイン方式での受信 CN 比特性

ミリ波自己ヘテロダイン方式を用いた場合の受信 CN 比は次式で表される (付録参照)。

$$CNR = \frac{\frac{R_l}{(1+R_l)^2} P_r^2}{2B[B_0(kTF)^2 + P_r kTF]} \quad (4)$$

ここで B , $2B_0$, k , T , F は、それぞれ、信号帯域、自乗検波前等価雑音帯域、ボルツマン定数、等価雑音温度、受信回路の雑音指数である。また、 P_r および R_l は、全受信電力およびローカル対信号受信電力比であり、反射波のない見通し通信を仮定すると次式で表される。

$$P_r = P_t G_{ant} \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (5)$$

$$\text{and } R_l = \frac{P_l}{P_s} \quad (6)$$

ここで P_t , G_{ant} , λ , および d は、それぞれ全送信電力 (すなわち送信ローカル電力と送信変調信号電力の和)、送受のアンテナ利得積、波長、送受間距離である。

(4) 式において条件 $B_0 kTF \ll P_r$ が成立する場合、さらに近似的に受信 CN 比は次式で表される。

$$CNR \approx \frac{\frac{R_l}{(1+R_l)^2} P_r}{2BkTF} \quad (7)$$

上式より、全送信電力が一定の場合、ただちに $R_l = 1$ すなわち送信ローカル電力と送信変調信号電力が等しい場合に受信 CN 比は最大となることがわかり、次式となる。

$$CNR \approx \frac{P_r}{8BkTF} \quad (8)$$

3. 実験構成

図 3 に今回の実験に用いた実験の構成を示す。送信機及び受信機には基本的に GaAs の MMIC(monolithic microwave/millimeter-wave integrated circuit) をベースに構築された、ミリ波モジュールが使用されており、FET タイプのミキサ、バンドパスフィルタ、及びアンプが $50 \times 23 \times 6.5 \text{ mm}$ サイズのひとつのパッケージに内蔵されている¹²⁾。さらに送信機については、DRO(Dielectric resonative oscillator) を基本とする 29.5 GHz で発振する VCO(Voltage control oscillator)、周波数二通倍器、およびパッチアンテナが同パッケージに含まれる。開発した送信モジュールの外観を図 4 に示してある。一方、受信機側のアンテナについては実験のため、ホーンアンテナを用いさらに疑似的に伝搬ロスを加えるために可変アッテネーターを受信アンテナと受信モジュールの間に挿入してある。また、受信機のミキサについてはこれを自乗器として使用するため、ローカル発振源を用いることなくシングルエンドミキサとして動作させた。表 1

表 1 実験システムの主な仕様	
無線変調信号の中心周波数	60.15 GHz
局部発振信号の周波数	59.01 GHz
空中線電力	10 dBm
受信機増幅器の雑音指数	5~6 dB
送信機の空中線利得	5 dBi
受信機の空中線利得	23.2 dBi

図 4 ミリ波モジュールの外観

図 5 ミリ波ローカル信号の位相雑音特性

に本実験システムの主要な仕様を示す。また、図 5 には参考までに、29.5GHz の VCO 出力を 2 通倍したあとの 59GHz でのミリ波ローカル信号の位相雑音特性を示す。

4. 位相雑音キャンセル効果の実証実験結果

最初に、本実験システムにおいて期待通りのミリ波発振源の位相雑音キャンセル効果が得られているかを確認する実験を行った。測定器用信号発生器より得られる 1180 MHz の無変調キャリアを IF 入力信号として、ミリ波伝送を行い受信機より得られた IF 出力信号の位相雑音特性を入力のものと比較した。図 6、図 7 にそれぞれ、IF 入力信号および出力信号の位相雑音を示す。また 59GHz のローカル信号の位相雑音特性は図 5 に既示してある。まず、図 6 と図 5 を比較すると、両図より比較し得る全オフセット周波数 (3 kHz~1 MHz) に渡り、ミリ波帯ローカル信号の位相雑音電力が IF 入力信号の

図 6 IF 入力信号の位相雑音特性

図 7 IF 出力信号の位相雑音特性

ものより充分に高いことがわかる。送信機ではここで示した位相雑音特性をもつ IF 入力信号とミリ波帯ローカル信号が掛け合わされてミリ波帯無線信号に変換された信号を出力するため、得られる無線信号の位相雑音特性が少なくとも図 5 に示したローカル信号のものより悪くなることは明らかである。しかしながら、受信機で得られた IF 出力信号の位相雑音特性 (図 7) を IF 入力信号のもの (図 6) と比較すると、全オフセット周波数に渡っておよそ 1dB 程度しか劣化していないことがわかる。これは送信機の重畳された位相雑音が受信機でキャンセルされていることを意味する。表 2 にはオフセット周波数、5 kHz、10 kHz、および 100 kHz 点での、IF 入出力信号とミリ波ローカル信号の位相雑音電力を比較のため、読み取り数値で挙げた。同表より、100 kHz オフセット点ではミリ波伝送後でも -117 dBc/Hz と非常に優れた値が得られている。しかしながら、ここで特筆すべき点は位相雑音電力の絶対値ではなく、入力信号と比較して出力信号の位相雑音特性が劣化していない点である。上記 -117 dBc/Hz という数値も入力信号源の位相雑音特性に

表 2 位相雑音電力の比較			
オフセット周波数 (kHz)	5	10	100
IF 入力信号 (dBc/Hz)	-98	-104	-117
ミリ波ローカル信号 (dBc/Hz)	-45	-49	-80
IF 出力信号 (dBc/Hz)	-97	-103	-117

図 8 ミリ波送信機の入出力特性

によって制限されている性能に他ならない。

5. 受信 CN 比特性の測定結果

受信 CN 比特性の測定を行う前に、まず実験で使用するミリ波送信機の入出力特性を測定した。IF 信号入力電力に対するミリ波信号出力電力、ミリ波ローカル出力電力および、イメージ出力電力の関係を図 8 に示す。ここで、入力 IF 信号周波数は 1180 MHz を用いた。ミリ波出力電力の測定には、標準利得ホーンアンテナを用いて送信機より 1 m の距離にて受信し、(5) 式にも示した自乗則に従った伝搬ロスを考慮して計算により導出した。同図よりミリ波信号電力は、最初は IF 入力電力の増加にほぼ比例して増加し、充分大きな IF 入力電力に対しては飽和の傾向を示す。一方、ローカル信号出力は、ミリ波信号電力が飽和の傾向を示し始めるあたりから、次第に減少を始めることを確認した。その結果、IF 入力電力が -13 dBm の時にミリ波信号とローカルの送信電力は等しくなることを確認した。この時の全送信出力電力はおおよそ 10.7 dBm であった。

図 9 には同様の IF 入力信号を用い、送受信機間の距離を 2 m とした場合の IF 入力電力に対する IF 出力点での IF 出力信号電力と帯域 300 MHz で換算した雑音電力の測定結果を示す。また同図には、測定により得られた信号電力と雑音電力の比によって与えられる IF 入力電力に対する受信 CN 比特性も併せて示してある。同図より、受信 CN 比が最大となる IF 入力値が存在することがわかり、その値は -13 dBm であることが読み取れる。この値は、先に図 8 の説明において述べた、信号電力と

図 9 IF 入力電力に対する受信 CN 比特性

図 10 付加伝搬ロスに対する受信 CN 比特性

ローカル信号の送信電力が等しい場合の IF 入力電力値に他ならない。

次に、図 10 に送受信機間の距離を 2 m、IF 入力電力を上記測定結果より得られた最適入力電力 -13 dBm とした場合の、受信機側に設けたアッテネータによる付加伝搬ロスに対する受信 CN 比の特性を示す。また、図 9 と同様に、各場合での IF 出力信号電力と帯域 300 MHz で換算した雑音電力も併せて示してある。

まず、同図より付加伝搬ロスが 0 dB の場合、受信 CN 比として約 39 dB が実験値として得られているのがわかる。ここで第 2 節で得られた受信 CN 比、(4) 式を用い、図 8 で得られたローカル対信号電力比 $R_l = 1$ 時の全送信電力 $P_t = 10.7$ dBm、および表 1 より得る送受アンテナ利得積 $G_{ant} = 28.2$ dB と受信回路の雑音指数 $F = 6$ dB を用いて受信 CN 比を計算すると、38.9 dB となる。この計算結果は実験により得られた値と非常によく一致する。

また図 10 より、所要受信 CN 比を 14 dB と仮定した場合、20 dB 以上の付加伝搬ロスを許容することがわか

る。この結果は、反射波がないと仮定して伝搬ロスのみを考慮した場合、およそ距離にして 20 m 以上の伝送が可能であることを意味する。さらに、筆者らがミリ波映像多重伝送システムでの使用を想定して開発した 30 dBi の受信アンテナ¹³⁾を使用した場合、許容付加ロス¹⁴⁾は 26.8 dB になると見積もることができる。上記の 30 dBi の受信アンテナは、およそ半値幅 5° 程度のペンシルビーム特性を持つため、基本的には反射波は全て受信アンテナによって抑圧される。したがって、全く反射波がない状況を仮定して、(5) 式に示した自乗則に従う伝搬ロスのみを考慮して距離に換算すると、およそ 44 m 伝送が可能と見積もることができる。ところで、実際の屋内における使用環境を想定すると、伝搬距離としては 10 m 程度で充分であり、その一方で内壁を透過させたい場合が生じる。内壁の透過損失としてはいくつかの報告例があるが、石膏ボード製の内壁材によっておよそ 12 dB の挿入損失があった例が報告されている¹⁴⁾。これらの結果と自乗則に従う伝搬ロスを考慮すると、開発装置は 30 dBi の受信アンテナを使用した場合、石膏ボード製の内壁 1 枚を透過し、なおかつ 10 m の伝送が可能であることを示している。

6. BS 放送信号の伝送実験結果

ここでは、実際の BS 放送信号を伝送した場合の実験結果を示す。表 3 にはデジタル BS 放送の主な諸元を示した¹⁵⁾。変調方式に 8PSK を用いているため、比較的高品質な位相雑音特性が伝送リンクに要求され、ミリ波自己ヘテロダイン方式が有効となる。

およそ 300 MHz 帯域に渡る BS 放送信号を伝送するには、その帯域における周波数特性の平坦化も重要なファクターである。図 11 には BS 放送信号の IF 伝送帯域である 1.0 GHz から 1.3 GHz までのミリ波リンクの周波数特性を示した。比較的充分な周波数の平坦化が図られており、全帯域内偏差でおよそ 3 dB 以下、チャンネル帯域内偏差ではおよそ 1.5 dB 以下に収まっている。このことより、ミリ波伝送前及び伝送後の BS 放送信号のスペクトラム(図 12, 13)を比較した場合でも、大きな周波数歪みを生じること無く BS 信号が伝送出来ていることがわかる。

最後に図 14 にミリ波伝送前 (IF input) での各 BS 信号チャンネルの受信 CN 比と送受信機間の距離を 10m と

図 11 ミリ波伝送リンクの周波数特性

図 12 ミリ波伝送前の BS 信号スペクトラム

図 13 ミリ波伝送後の BS 信号スペクトラム

表 3 デジタル BS 信号の主な諸元	
無線周波数	11.7 - 12.0 GHz
IF 周波数	1035 - 1331 MHz
伝送レート	52 Mbps (max)
変調方式	TC8PSK
所要受信 CN 比	11 dB
内符号	トレリスコード ($r \pm 2/3$)
外符号	RS(204,188)

してミリ波伝送した後 (IF output) での各 BS 信号チャンネルの受信 CN 比を比較したグラフを示す。また、実験時の各チャンネル別 IF 入力信号電力も併せて示してある。中央 4 チャンネルがアナログチャンネル (所要 CN 比 14 dB¹⁶⁾)、その両側 4 チャンネルがデジタルチャンネル (所

図 14 ミリ波伝送前後の BS 信号チャネル別受信 CN 比特性

要 CN 比 11 dB¹⁷⁾)であることを考慮すると、全チャネルについて 8 dB 以上の受信 CN 比マージンを残していることがわかる。反射波がなく伝搬ロスのみを考慮した場合、伝搬ロスマージン 6 dB で倍の伝送距離を許すことを考慮すると、第 5 節で示した伝送距離 20 m 以上という値にほぼ一致する。また、この状態で主観ではあるが、アナログ放送、デジタル放送を含めて全チャネル良好に映像を受信できることを確認した。

7. む す び

BS 放送伝送用に新たに開発した 60GHz 帯ミリ波自己ヘテロダイン方式を用いた、ミリ波映像伝送システムの特性を紹介した。開発した自己ヘテロダイン方式においては、これまで理論上最大の受信 CN 比特性が得られるとされてきた信号成分とローカル成分の送信電力が等しいという条件を満足し、なおかつ送信電力 10mW を出力することに成功している。伝送実験により、理論どおり、位相雑音キャンセル効果が期待できることに加えて、両送信電力が等しい場合に、最大の受信 CN 比が得られることを実証し、また帯域が 300MHz、所要受信 CN 比が 14dB の信号を、送信空中線利得 5dBi、受信空中線利得 30dBi の組合せで透過損失 12dB 相当の壁を透過した上におよそ 10 m 以上の伝送が可能であることを確認した。最後に 10m の伝送距離で実際の BS 放送をミリ波伝送し、主観ではあるが全チャネル良好に受信できることを確認した。

最後に装置を提供して頂いた、横須賀リサーチパークミリ波映像多重伝送システム共同研究グループの各社に感謝する。

〈付 録〉

本節では、受信 CN 比の定式化を行う。受信信号モデルとして、受信 RF 変調信号の帯域、電力スペクトル密

度がそれぞれ、 B 、 P_s/B の信号を仮定する (付・図 1 参照)。ところで (2) 式中、第 1 項は変調信号の自乗成分であり、周波数 0 から B に渡り 2 次の相互変調歪成分が生じる (図 2 参照)。従って同成分が受信機で再生される IF 変調信号の干渉となるのを避けるために、入力 IF 変調信号としては、その最低周波数成分が変調変調帯域以上である必要がある。すなわち、 $f_{if} - B/2 \geq B$ の条件を満たしておく必要がある。

(2) 式において、第 3 項 ($n \times n$ 項)、第 4 項 ($s \times n$ 項) および第 5 項 ($l \times n$ 項) が検波後の雑音成分として寄与する。

ここで、自乗検波前の雑音を含む受信信号モデルとして、電力スペクトル密度 n_0 、帯域 $2B_0$ 、中心周波数 f_0 を仮定し、さらに雑音帯域を制限する帯域窓としては、ローカル信号および変調信号側の両側に等しくガードバンド B_g を設けた構成と仮定する (付・図 1 参照)。

各項内の乗積項によって生じる雑音電力分布は、乗積前成分の電力スペクトルの畳み込み、もしくは自己相関関数のフーリエ変換によって得ることができて¹⁸⁾、次式となる。

$$G_{n \times n}(f) = \begin{cases} 2B_0 n_0^2 (1 - |f|/2B_0) & ; f \leq |2B_0| \\ 0 & ; elsewhere, \end{cases} \quad (\text{付} \cdot 1)$$

$$G_{l \times n}(f) = \begin{cases} 2P_l n_0 & ; |f| \leq B_g \\ P_l n_0 & ; B_g \leq |f| \leq 2B_0 - B_g \\ 0 & ; elsewhere, \end{cases} \quad (\text{付} \cdot 2)$$

$$G_{s \times n}(f) = \begin{cases} 2P_s n_0 & ; |f| \leq B_g \\ P_s n_0 (2 - \frac{|f| - B_g}{B}) & ; B_g \leq |f| \leq B_g + B \\ P_s n_0 & ; B_g + B \leq |f| \leq 2B_0 - (B_g + B) \\ P_s n_0 (1 - \frac{|f| - B_0 + (B_g + B)}{B}) & ; 2B_0 - (B_g + B) \leq |f| \leq 2B_0 - B_g \\ 0 & ; elsewhere. \end{cases} \quad (\text{付} \cdot 3)$$

図 2 は自乗検波信号の電力スペクトルの様子を示している。(3) 式および (付・1)-(付・3) 式を用いて、自乗検

付・図 1 受信信号の片側電力スペクトラムのモデル。

付・図 2 自乗検波信号の片側電力スペクトラムの様子。

波後の IF 信号の受信 CN 比は次式で表される。

$$CNR = \frac{P_s P_i}{\int_{f_i - \frac{B}{2}}^{f_i + \frac{B}{2}} G_{n \times n}(f) + G_{s \times n}(f) + G_{i \times n}(f) df} \quad (\text{付} \cdot 4)$$

ここで、図 2 に示した受信機モデル、すなわち等価雑音温度 T のアンテナ、雑音指数 F の受信アンプ、帯域 $2B_0$ の帯域ろ波器を仮定し、さらに上記した各雑音電力分布 $G_{n \times n}(f)$, $G_{i \times n}(f)$, $G_{s \times n}(f)$ がその最大値を雑音レベルとする白色雑音であると仮定した場合、受信 CN 比は次式となる。

$$CNR = \frac{\frac{R_l}{(1+R_l)^2} P_r^2}{2B[B_0(kTF)^2 + P_r kTF]} \quad (\text{付} \cdot 5)$$

上式で、 P_r および R_l は、全受信電力およびローカル対信号受信電力比であり、反射波のない見通し通信を仮定すると次式で表される。

$$P_r = P_t G_{ant} \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (\text{付} \cdot 6)$$

$$\text{and } R_l = \frac{P_l}{P_s} \quad (\text{付} \cdot 7)$$

ここで P_t , G_{ant} , λ , および d は、それぞれ全送信電力(すなわち送信ローカル電力と送信変調信号電力の和)、送受のアンテナ利得積、波長、送受信機間距離である。

【文 献】

- 1) R. Scott and P. Cooke, "29 GHz Radio Systems for Video Distribution and Transmission Applications," *Electronics and Communication Engineering Journal*, 4, 5, pp. 285-290 (Oct. 1992)
- 2) D. Dardari and V. Tralli, "High-speed indoor wireless COFDM systems at 60GHz: Performance and design criteria," *Proc. Globecom*, vol. 3, pp. 1306-1311 (May 1997)
- 3) Y. Kim and K. Yang, "Millimeter wave link test bed for wideband digital mobile radio at 60GHz," *Proc. Asia-Pacific Microwave Conf.*, WE1C-2 (Dec. 1998)
- 4) F. Kuroki, M. Sugioka, H. Kawano, T. Yanatsubo, E. Suematsu, H. Sato, and T. Yoneyama, "60GHz multi-channel TV transmission system based on the NRD guide technology," *Proc. Asia-Pacific Microwave Conf.*, pp. 427-430 (Dec. 1998)
- 5) E. Suematsu, Y. Amano, A. Yamada, Y. Zhu, H. Sato, N. Hashizume, F. Kuroki, and T. Yoneyama, "Digital and satellites/millimeter-wave transmission link," *Digest of IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, pp. 1047-1050 (Jun. 1999)
- 6) G. Redaelli, S. Marsili, G. Coppola, and G. Girola, "Performance evaluation and link budget analysis for 42GHz local multi-point distribution systems," *Proc. Globecom*, pp. 2630-2636 (Dec. 1999)
- 7) O. Vaudescal, D. Kabat, A. Couturier, R. Sevin, C. Dourlens, and P. Quentin, "A Highly Integrated MMIC Chipset for 40 GHz MVDS Applications," *Proc. European Microwave Conference 2000*, vol. 3, pp. 216-219 (Oct. 2000)

- 8) K. Hamaguchi, Y. Shoji, H. Ogawa, Y. Hirachi, S. Nishi, E. Kawakami, E. Suematsu, T. Iwasaki, A. Akeyama, Y. Shimomichi, T. Kizawa, and I. Kuwana, "Design and Performance of a Millimeter-Wave Video-Transmission System Using 60-GHz Band for Indoor BS Signals Transmission," *IEICE TRANS. ELECTRON.*, E84-C, 10 (Oct. 2001)
- 9) T. Manabe, "Fundamentals of Millimeter-Wave Propagation," *MWE'96 Microwave Workshop Digest*, T4-2, pp. 501-510 (Dec. 1996)
- 10) 莊司洋三, 浜口清, 小川博世, "ミリ波自己ヘテロダイン通信システムの提案", *信学技報*, RCS2000-30, pp. 1-8 (June 2000)
- 11) Y. Shoji, M. Nagatsuka, K. Hamaguchi, and H. Ogawa, "60 GHz Band 64QAM/OFDM Terrestrial Digital Broadcasting Signal Transmission by Using Millimeter-wave Self-Heterodyne System," *IEEE TRANSACTIONS ON BROADCASTING*, 47, 3, pp. 218-227 (Sept. 2001)
- 12) Y. Hirachi and Shigeru Kuroda, "Status of millimeter-wave MMIC's and their applications in Japan," *Proceeding of GAAS 2000 - Paris 2000*, pp. 369-372 (Oct. 2000)
- 13) S. Nishi, K. Hamaguchi, T. Matsui, and H. Ogawa, "Development of millimeter-wave video transmission system II - Antenna development -," *Proc. of TSMMW2001*, P21, pp. 207-210 (March 2001)
- 14) 鈴木竜也, 明山哲, 天野義久, 浜口清, 莊司洋三, 小川博世, "ミリ波映像多重伝送システムの開発 (4) 60GHz 帯電波伝搬特性," 2000 年信学総大, SC-3-4, pp. 117-118 (March 2000)
- 15) S. Matsuda, et. al., "RECEIVING TECHNOLOGY FOR DIGITAL SATELLITE BROADCASTING," *MWE2000*, WS1-2 (Dec. 2000)
- 16) ARIB 標準 STD-B21, "B S デジタル放送用受信装置標準規格," Ver. 1.2, 電波産業会 (2000. 12)
- 17) "NHK テレビ技術教科書 (下)," 日本放送協会編、日本放送出版協会刊、p.3 (1996. 12)
- 18) M. Schwartz, W. R. Bennett, and S. Stein, "Communication systems and techniques," *IEEE PRESS*, no. PC5639 (1996)

しょうじ ようぞう
庄司 洋三 1995 年、大阪大学・工・電気工卒、1996 年、同大学院工学研究科博士前期課程修了、1999 年、同大学院工学研究科博士後期課程修了。同年、郵政省通信総合研究所(現独立行政法人通信総合研究所)に入所。現在、同研究所にて主にミリ波システムに関する研究に従事。工学博士。1999 年、電子情報通信学会学術奨励賞受賞。IEEE、電子情報通信学会各会員

はまぐち きよし
浜口 清 1989 年、理科大・理工・電気工卒。1991 年、同大学院修士課程修了。1991~1993 年、アンリツ(株)勤務。平 5 郵政省通信総合研究所(現独立行政法人通信総合研究所)勤務。2002 年~日本学術振興会長期在外若手研究員(英国サザンプトン大学)。移動無線通信における変復調方式、マルチメディア無線通信に関する研究に従事。工学博士。1997 年、電子情報通信学会学術奨励賞受賞。IEEE、電子情報通信学会各会員

おがわ ひろよ
小川 博世 1976 年、北海道大学・大学院修士課程修了。同年日本電子電話公社(現 NTT)横須賀電気通信研究所配属。以来、マイクロ波・ミリ波回路技術、準ミリ波無線装置、加入者無線装置、光ファイバ給電ミリ波通信、アクティブフェーズドアレイ、衛星搭載機器、高速ワイヤレスアクセスシステムの研究開発に従事。1990 年、ATR 光電波通信研究所・主幹研究員。1993 年、NTT ワイヤレスシステム研究所・マイクロ波信号処理研究グループリーダー。1998 年、郵政省通信総合研究所(現独立行政法人通信総合研究所)入所。現在同研究所・新世代モバイル開発プロジェクト・プロジェクト推進室研究主管。