

3-3 無線アクセスシステム

3-3-1 家庭内ミリ波テレビ映像伝送システム - BS信号伝送システムの設計法とその特性 -

3-3-1 A Millimeter-Wave Video-Transmission System - Design and Performance for Indoor BS Signals Transmission -

浜口 清 莊司洋三 小川博世 平地康則 西 清次 川上英一郎
末松英治 岩崎利哉 明山 哲 下道洋一 木澤隆雄 桑名一郎

Kiyoshi HAMAGUCHI, Yozo SHOJI, Hiroyo OGAWA, Yasutake HIRACHI,
Seiji NISHI, Eiichiro KAWAKAMI, Eiji SUEMATSU, Toshiya IWASAKI,
Akira AKEYAMA, Youichi SHIMOMICHI, Takao KIZAWA, and Ichiro KUWANA

要旨

60GHz帯の電波を使用したミリ波映像伝送システムについて、BS信号伝送システム的设计法と、試作した送受信機の伝送特性について述べる。ミリ波映像伝送システムとは、BS、CS等の屋外アンテナで受信したテレビ映像信号を家屋内で無線伝送するシステムであり、煩雑なテレビフィーダ線の配線が不要となる。送信機について、映像信号の中間周波数(IF)から無線周波数(RF)への変換には周波数変換器と局部発振器を使用するが、このとき、再生映像には局部発振器の周波数オフセットや位相雑音による影響が生じる。この影響を軽減するため、ミリ波自己ヘテロダイン方式を採用した送受信機を試作した。試作機は、搬送波対雑音電力比に基づく回線設計値及び3次の相互変調歪を考慮して設計されている。BS信号の伝送を試作機を使用して実験した結果は良好であり、システムの実現性が示された。

The design and performance of a millimeter-wave video transmission system using 60-GHz band for indoor broadcasting-satellite (BS) signals transmission is presented. This system can transmit multiple video signals such as broadcasting signals and user-oriented signals to a television set indoors. To minimize the local oscillator's frequency offset and phase-noise effects, the system uses a remote-heterodyne scheme. Based on the concept, the system is developed to meet required carrier-to-noise-power-ratio and 3rd-order inter-modulation. The BS transmission was experimentally done using the transmitter and receiver setup. The results are very promising and show the feasibility of the system.

[キーワード]

ミリ波, テレビ, 放送, 相互変調, 実験
millimeter-wave, television, broadcast, inter-modulation, experiment

1 まえがき

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)~[8]}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大きいことが

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^[9]。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^[8]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及びUHF帯、BS/CS衛星放送波では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。テレビフィーダ線を無線化することから美感に優れ、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(< 10m)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^[15]、60GHz帯の利用はこのシステムに特に適すと考えられる。

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局部発振器を使用するが、源信号の忠実な再生には、送信機及び受信機それぞれの局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、この条件は高価な局部発振器の使用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、送信機では局部発振器の発振出力信号を変調信号に多重化し、受信機では自乗検波を行うといったミリ波自己ヘテロダイン方式を提案している^{[10][11]}。この方式の使用により、位相雑音及び周波数オフセットの影響を十分に除去することができる^[17]。

ミリ波帯リンクを回線設計するとき、要求し

た無線伝送距離における搬送波対雑音電力比(CNR: Carrier-to-noise-power ratio)余裕度が重要である。この余裕度は、実効輻射電力(E.I.R.P.: Effective isotropic radiated power)受信アンテナ利得及び受信機増幅器の雑音指数(NF)に大きく依存する。さらに伝送品質は、送信機にある電力増幅器の非線形性により3次の相互変調歪(IM: Inter-modulation)によって強く影響されるので、ミリ波帯リンクのCIRについても考慮する必要がある。ところが、これまで検討されている無線システム^{[4][5]}や映像信号伝送用RF装置^[7]では、システムの設計手法や実現例(特に自己ヘテロダイン方式を適用したシステム)は明確にされていない。

本文では、初めに、幾つかの仮定に基づくミリ波映像伝送システムの問題を述べる。次に、BS(Broadcasting-satellite)放送波のためのCNR回線設計及び3次IMに基づいたシステム設計法について明らかにした後、送受信機のハードウェア構成及びその特性について述べる。次に、BS信号伝送に必要な所要CIRを得るため、既知の特性を持つ増幅器を使用した実験を行った。さらに、試作した送受信機を使用した実験を行った。これらの実験結果について述べる。最後に、放送波伝送のための周波数配置例を紹介する。

2 システムの概念

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ダ線が家屋内に引き込まれている。これら信号は、壁に備え付けられた送信機で多重化され、ミリ波帯の電波を用いて送信される。テレビ上に置かれた受信機が、このミリ波信号を受信し、信号を多重分離する。ケーブルテレビ(CATV: Cable television)用信号や、ビデオテープデッキからのビデオ信号などのユーザ信号を、送信機で多重伝送することも可能である。

図1に示される部屋の例として、12畳(3.6 × 5.4m)の居室では対角線が6.5mとなる。住宅・土

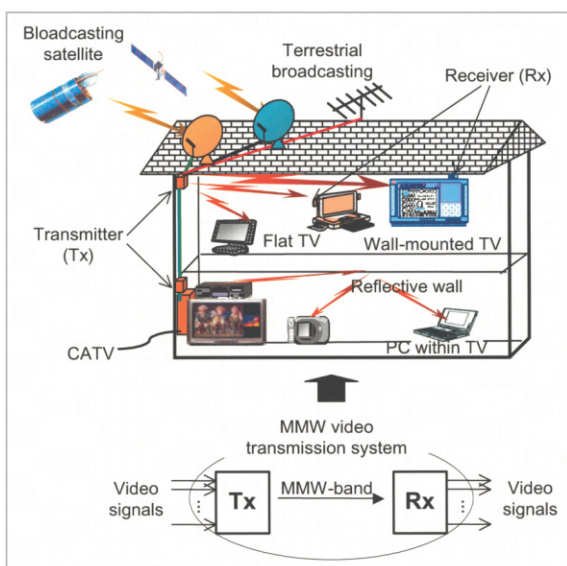


図1 ミリ波映像伝送システム概念

地統計調査¹⁹⁾によれば、一戸建、長屋建、共同住宅ともに、一室当たりの平均面積は21m²を下回るため、3.5mの余裕を含めて10mの伝送距離を仮定すればミリ波リンクにとっては十分であると考えられる。また、家屋の内壁による透過伝搬損失が小さい場合、放射されたミリ波帯信号は壁を通り抜けて隣室に届く。したがって、伝搬モードは基本的に見通し伝搬によるもの考えるが、CNR 余裕度によっては内壁透過による見通し外伝搬も考慮することができる。

3 ミリ波自己ヘテロダイン方式によるBS伝送のシステム設計

送受信機の主たる機能は、送信機は入力信号をミリ波帯に変換し、受信機はそれを源信号に戻すことから、周波数を変換することにある。信号の品質は、周波数変換や空間伝送の過程で

CNR 余裕度の減少、送受信機の間で生じた周波数オフセットによる信号位相の回転や、周波数変換器の位相雑音及び3次IMの影響を受けて劣化する可能性がある。そこで、本章以降では、これら諸問題の対策を中心として、BS信号の伝送用途に限ったシステム設計法について述べる。CSやV/UHF伝送についても、同様に考え方を拡張すればよい。

位相雑音及び周波数オフセットの必要条件を決定するために、BSコンバータ(通常、パラボラアンテナに付属する)の望ましい性能を表1に表す¹³⁾¹⁴⁾。BSコンバータの出力信号は、表に示すように、周波数 $f_0 \pm 1.5\text{MHz}$ 以内の周波数偏差が許容される。 $f_1 = f_0 \pm 1.5\text{MHz}$ とすれば、一般的なBSチューナの自動周波数制御(AFC: Automatic frequency control)の望ましい性能は、 $f_1 \pm 1.5\text{MHz}$ (デジタル統合レシーバ・デコーダ(DIRD)の望ましい性能¹⁴⁾)である。従って、ミリ波帯リンク上で許容される周波数偏差の許容範囲は、60GHzに対して25ppmの偏差内に収めなければならない。

一方、送信機及び受信機の周波数変換器は、ミキサ及び局部発振器から構成されるので、伝送品質は局部発振器の位相雑音に依存して劣化し得る。そこで、周波数偏差の許容値や位相雑音の影響を軽減するために、ミリ波自己ヘテロダイン方式¹⁰⁾¹¹⁾¹⁷⁾を適用する。この方式では、送信機において局部発振器の発振出力信号(ローカル信号)が変調信号に多重化される。受信機では、このローカル信号と変調信号が自乗検波器で混合され、和周波成分と差周波成分が生成される。和周波成分の周波数は100GHz以上であることから、回路の周波数特性により十分減衰し出力されない。希望信号である差周波成分につ

表1 BSコンバータの望ましい性能

	Modulation	Bs converter of parabolic antenna			
		Phase noise [dBc/Hz]			Allowable frequency offset
		@ 1kHz offset	@ 5kHz offset	@ 10kHz offset	
BS analog	FM (Frequency modulation)	Not specified			$\pm 1.5\text{MHz}$
BS digital	8PSK (8-ary phase-shift keying)	- 52	- 70	- 80	$\pm 1.5\text{MHz}$

いては、ローカル信号と変調信号の双方に含まれる周波数偏差分が相互に相殺されるため、周波数偏差や位相雑音が完全に除去される^[10]。

図2(a)(b)(c)は、それぞれBS-IF周波数、チャンネル配置^{15]}とミリ波帯周波数を示す。図2(b)から、IF上では八つの信号(チャンネル)があることが分かる。BSデジタル放送は、BS-1、-3、-13及び-15に割り当てられている。1.035GHzから1.335GHz(中心周波数は1.185GHz)までのBS-IF周波数がミリ波に周波数変換される。帯域制限のため、下側帯波信号を抑えた帯域フィルタ(BPF)を使用する(図2(c))。ハードウェアの簡略化のために周波数変換段を1段とした場合、図2(c)のRF周波数は(Lo + 1.185)GHzとなる。

検波後のCNRは、自乗検波器による希望信号(ローカル信号とBS信号の積)と雑音信号(ローカル信号、熱雑音及びBS信号の相互積の和)の比として計算され^[10]、(1)式によって示される。

$$CNR \cong \frac{Pr}{8kTBF}, \quad (1)$$

Pr、k、T、B及びFは、それぞれ、希望信号電力、ボルツマン定数(1.38 × 10⁻²³ J/K)、室温(一般に300K)、BS信号伝送に必要な帯域幅の合計及び雑音指数である。このとき、ローカル信号電力とBS信号電力が等しい場合、Prが最大と

なることから検波後CNRも最大となる。

(1)式は、ミリ波自己ヘテロダイン方式を適用した場合、通常の周波数変換方式のそれより9dB劣化することを意味する。9dBの劣化を考慮しても、ミリ波映像伝送システムで位相雑音特性や周波数安定性の劣っているミリ波局部発振器を使用できることは魅力的である。さらに、受信機では局部発振器が不要となるため、コスト減が期待できる。

3.1 回線設計によるCNR余裕度

ミリ波映像伝送システムは、衛星放送リンクとテレビジョン間の中継リンクと考えられる。システムの実現可能性を評価するため、CNR余裕度を(1)式を利用して評価する。所要CNR(CNR_{cutoff})については、中継リンクの出力端で、BSアナログ伝送用の14dB及びBSデジタル伝送用の11dB^[13]を閾値として判断する。

両リンクを考慮した回線設計の数値例として、表2にCNR余裕度の計算値を示す。送信機の空中線電力を+10dBm、アンテナ利得を5dBi、受信機のアンテナ利得を30dBi、雑音指数(NF: Noise figure)を6dBとしたとき、受信機出力端のCNRは24.2dBとなる。(CNR_{total}-CNR_{cutoff})として定義したCNR余裕度は、BSアナログ伝送で10.2dBとなる。また、BSデジタル伝送では、CNR_{cutoff}

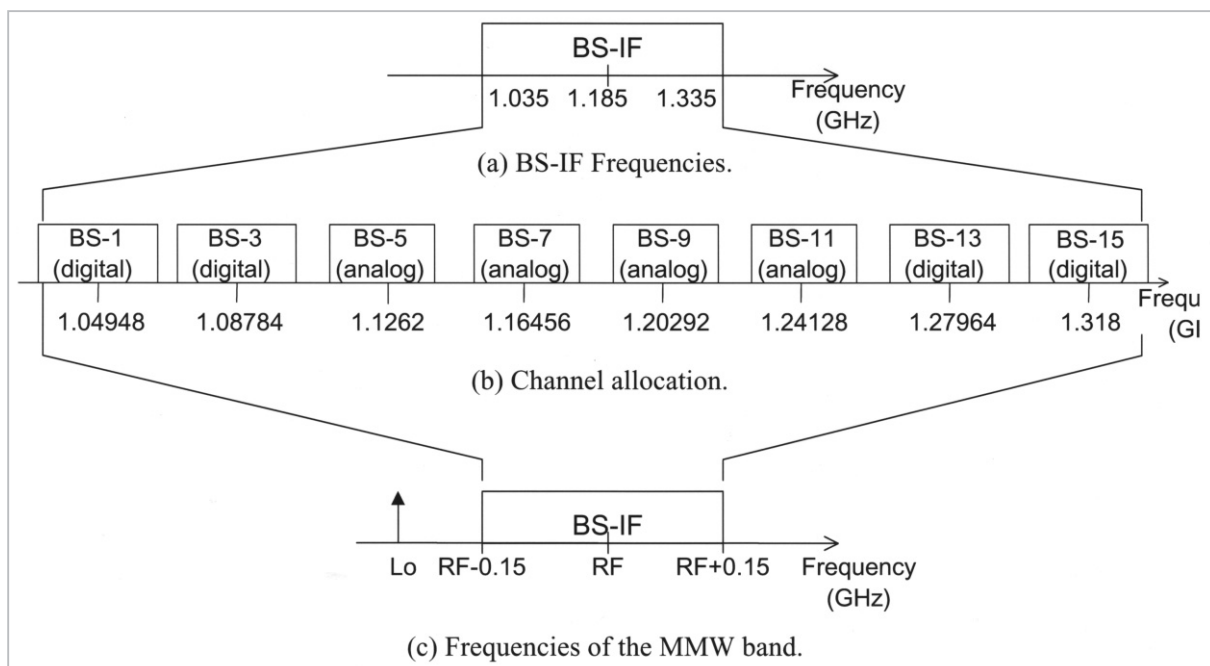


図2 BS-IF周波数、チャンネル配置とミリ波帯周波数

表2 CNR余裕度の計算値

Parameters		Values	
		BS analog	BS digital
CNR at input of transmitter (CNR_{sat})		25dB	
Number of channels		4	4
Modulation		FM	8PSK
Bandwidth/channel		27MHz	34.5MHz
Transmitter	Total power	+ 10dBm (Local tone: + 7dBm, BS - IF: - 2dBm/channel)	
	Antenna gain	5dBi	
Propagation path	Transmission distance	10m	
	Path loss@ Free-space loss	88.0dB @60GHz	
Receiver	Antenna gain	30dBi	
	Total reception power(P_r)	- 43dBm	
	Noise figure	6dB	
	Detection thermal noise($8kTBF$)	- 74.9dBm	
CNR for ミリ波帯 link ($CNR_{ミリ波帯}$)		31.9dB	
CNR at output of receiver (CNR_{total}), $CNR_{total} = \frac{1}{\frac{1}{CNR_{sat}} + \frac{1}{CNR_{MMW}}}$		24.2dB	
CNR_{cutoff}		14dB	11dB
CNR_{margin}		10.2dB	13.2dB

の違いにより13.2dBとなる。このCNR余裕度は、伝送距離の増加や透過損失の小さい内壁(木材、襖、石膏ボード等)では、壁越し伝送として利用できる^[21]。

3.2 BS伝送における相互変調歪の要求値

ミリ波映像伝送システムは、増幅器を通して複数信号を中継伝送するマルチキャリア伝送システムとも考えられる。その結果、熱雑音に加えて、送信機の非線形増幅を原因とするキャリア相互間のIM雑音が生じる。IM積の分布については、同一振幅、一定周波数間隔に置かれたマルチキャリア信号の非線形増幅から導かれる例が衛星通信システムで検討されている^[12]。BS伝送では、同一周波数間隔の8キャリアを伝送するため、文献^[12]と同様のIM積の分布となる。ただし、BS信号は2タイプの変調方式、すなわち、BSアナログ放送用として27MHzの帯域幅を持つFM変調と、BSデジタル放送用として34.5MHzの帯域幅を持つ8PSK変調のある点異なる。したがって、IM分布による映像伝送の影

響の算出は、一般に困難となる。

IMの周波数成分の多くは伝送周波数帯域外となり、また、それらの大部分が低レベルの高次積となる。通常、重要なIM成分は、生成信号レベルの比較的大きな2次または3次の成分、かつシステムの通過帯域に存在するものである。特に3次IMは通過帯域内に生成されるため、3次IMを考慮して設計すれば十分である。

3次のIM積は、2トーンタイプ($2f_1 - f_2$)の積及び3トーンタイプ($f_1 + f_2 - f_3$)の積に分類される。Nキャリア(f_1, f_2, \dots, f_N)が増幅器に入力され、各キャリアの周波数間隔が同一であると仮定した場合、2トーンタイプ及び3トーンタイプの第k成分の個数 $D_k(N, k)$ 、 $D_k(N, k)$ は、(2)式及び(3)式で表される^{[12][16]}。

$$D_2(N, k) = \frac{1}{2} \left[N - 2 - \frac{1}{2} \{ 1 - (-1)^N \} (-1)^k \right] \quad (2)$$

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

表3は、(2)式及び(3)式より求めた占有帯域内の3次IM積の個数を示す。

3トーンタイプの信号の電力は、2トーンタイプのその4倍である[12]。CIRと3次のインターセプトポイント(IP: Intercept-point)の関係は、 P_{out} を各信号のチャンネル毎の出力、 Spl_3 をサブレーションレベルとした場合、(4)式によって表される。

$$IP3 = \frac{Spl_3}{2} + P_{out}, \text{ (dBm)} \quad (4)$$

(2)式、(3)式及び(4)式から、 Spl_3 及びCIRは次式で表される。

$$Spl_3 = CIR + 10 \log_{10} \{D_2(N, k) + 4 \times D_3(N, k)\} \quad (5)$$

$$CIR = 2 \times (IP3 - P_{out}) - 10 \log_{10} \{D_2(N, k) + 4 \times D_3(N, k)\} \quad (6)$$

3次のIPが既知である増幅器を用いて、BS信号を同一の送信電力で増幅する場合、映像信号の質が劣化したと認められる P_{out} から、所要CIRは(6)式を用いて求められる。その後、IP3を(4)式及び(5)式を用いて求めることができる。

4 送受信機の構成

表2で示した回線設計に基づいて送受信機を試作した。小型化のため、ミリ波自己ヘテロダイン方式による送受信MMIC(Microwave monolithic integrated circuit)モジュールを開発して送受信機に組み込んでいる。試作システムの諸元を表4に示す。

送信モジュールには半値幅の大きいアンテナを内蔵している。一方、受信モジュールは、開口面の大きな高利得アンテナを内蔵することに

サイズ上で無理があることから、外部に受信アンテナを接続する構成とした。受信アンテナとしては、コスト面と広帯域性を考慮して、プラスチックベースの円形導波管アレーアンテナを開発した。比較のため、アルミニウムベースを用いた同一構造のアンテナも試作した。次節以降では、各部の詳細と特性について述べる。

表4 試作システムの諸元

Local tone (Lo)		59.010GHz
RF frequency (RF)		60.195GHz
Transmitter	Total power	10dBm
	Local oscillator's phase noise (measured value)	-45dBc/Hz@5kHz -49dBc/Hz@10kHz -80dBc/Hz@100kHz
	Antenna gain	5dBi
Receiver	Noise figure	6dB
	Local oscillator	Unnecessary
	Antenna gain	30dBi

4.1 送信機

図3に、MMICモジュール及びDC電源回路を含む送信機のブロック図を示す。モジュールのアップコンバータは、ダブルバランスドFETミキサ、増幅器、2逓倍器及び誘電体共振発振器(DRO: Dielectric resonator oscillator)から構成される。ゲートバイアス電圧は、モジュール内部の V_{GG} を分圧して生成され、FETミキサに印加される(電圧は調節ポイント1で制御される)。図4は、1F入力を-15dBm、1F周波数を1.1GHzとしたときの、バランスドミキサのゲートバイアス電圧対アップコンバータ出力電力特性を示す。この図から、ゲートバイアス電圧によってRF信号及びローカル信号の出力が制御できることが分かる。これは、ダブルバランスドFETミキサのバランス点及びミキサの変換損失

表3 占有帯域内の3次IM積の個数

Channel	BS-1	BS-3	BS-5	BS-7	BS-9	BS-11	BS-13	BS-15
Number of 3 rd order IM (2-tone)	3	3	3	3	3	3	3	3
Number of 3 rd order IM (3-tone)	9	12	14	15	15	14	12	9

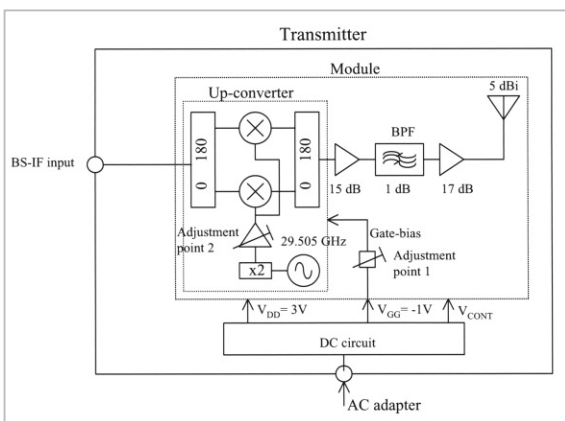


図3 送信機のブロック図

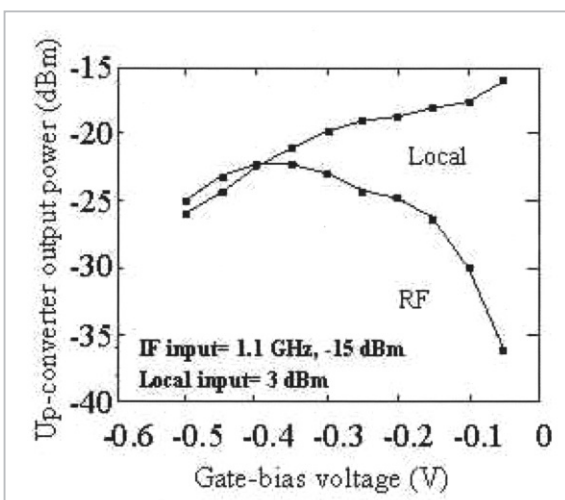


図4 バランスドミキサのゲートバイアス電圧対アップコンバータ出力電力特性

がゲートバイアス電圧によって変化するためである。すなわち、ミキサは「アンバランス」点で動作していると見なせる。また、図から、ゲートバイアス電圧が $-0.4V$ である場合、RF 信号とローカル信号が等電力であることが分かる。

図5に、ローカル信号入力電力対アップコンバータ出力電力特性を示す(ローカル信号入力は、調節ポイント2で制御される)。この図は、ローカル信号入力レベルを用いて、RF 信号及びローカル信号出力を直線的に制御できることを示している。したがって、RF 信号とローカル信号を等電力として検波後 CNR を最大とするため、 $-0.4V$ をゲートバイアス電圧として設定した。

送信機内部に組み込まれている MMIC モジュール(送信側、サイズ: $50 \times 23 \times 6.5mm$)の外観を図6に示す。パッチアンテナ(サイズ: $1.60 \times 1.13mm$)は、モジュール内部に組み込まれている。窓の材質は Borosilicate-opaque であり、モジュールに密閉されている。

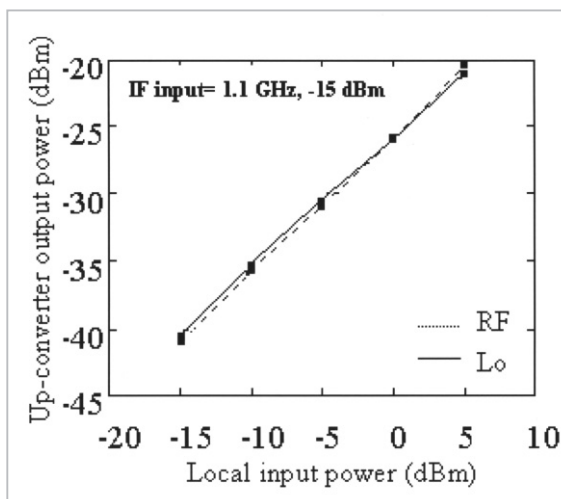


図5 ローカル信号入力電力対アップコンバータ出力電力特性

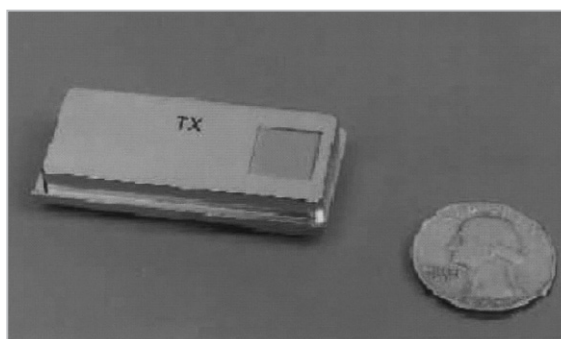


図6 MMIC モジュール(送信側)の外観

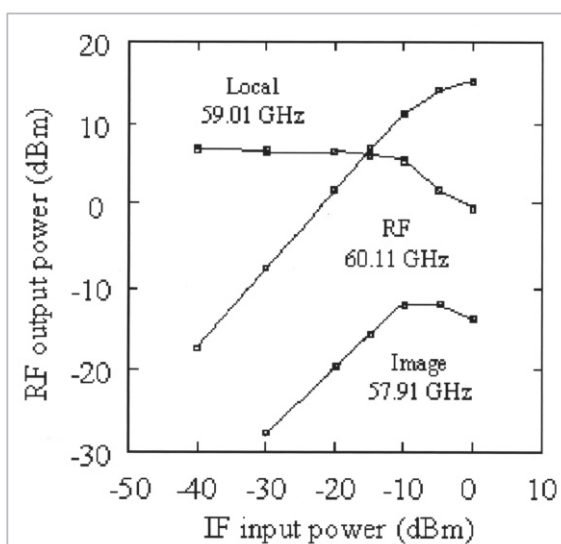


図7 送信機のIF入力電力対RF出力電力特性

ルに密閉されている。

送信機のIF入力電力対RF出力電力特性を図7に示す。IF入力電力を $-15dBm$ とした場合、RF出力電力とローカル信号電力は等しくなる。また、それぞれのRF出力は $+7dBm$ である。この

場合、イメージ信号の抑圧レベル(低側波帯信号に相当)は、IF入力電力が -15dBm のとき、 -22dBc であることが分かる。

4.2 受信機

図8に受信機のブロック図を示す。受信機は、アレーアンテナ、MMICモジュール及びDC電源回路から構成される。MMICモジュールは、2段の増幅器、シングルエンドFETミキサ及び帯域フィルタから構成される。図9に示すMMICモジュールの外観は、アンテナ窓及びVバンドコネクタが付随している点を除いて、送信機に使用したMMICモジュールと同一である。図10に、受信機のRF入力電力対IF出力電力特性を示す。このとき、RF入力電力は、RF信号電力及びローカル信号電力を合計した電力であり、59.01GHz(ローカル信号の周波数と仮定する)及び60.11GHz(RF信号の周波数と仮定する)の無変調信号が同一電力でモジュールに供給されている。図から、受信電力が -53dBm である場合、IF出力電力は、約 -46dBm となることが分かる。これは、受信信号電力が、受信電力の合計の

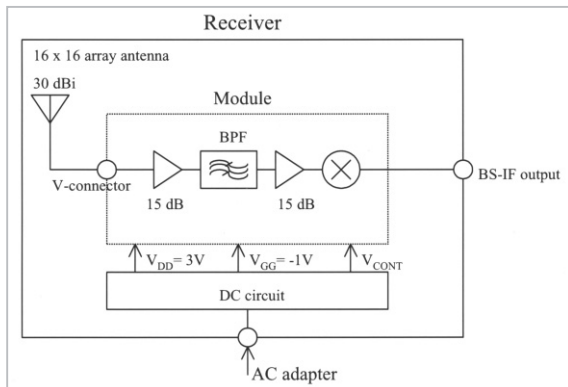


図8 受信機のブロック図

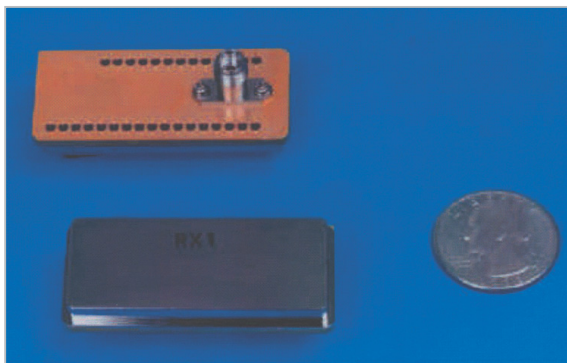


図9 MMICモジュール(受信側、表面と裏面)

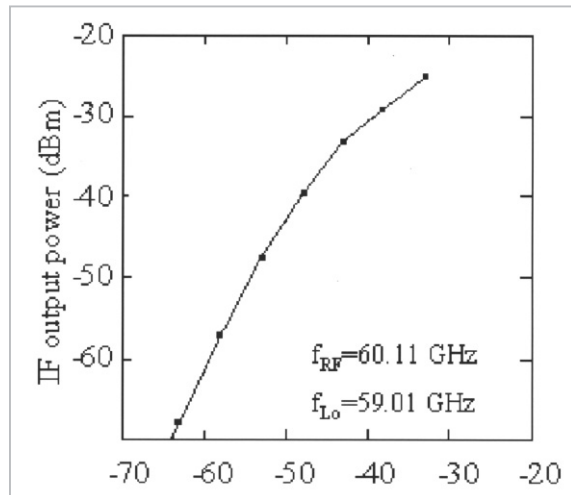


図10 受信機のRF入力電力対IF出力電力特性

3dB以下にある場合、MMICモジュールの変換損失が約10dBあることを意味している。受信機の位相雑音特性を表5に示す。例えば10kHzの周波数オフセット点において局部発振器の位相雑音が -49dBc/Hz であるのに対して、IF出力信号がIF入力信号に等しく -100dBc/Hz 以下であることから、局部発振器の位相雑音の影響が除去されていることが分かる。

表5 位相雑音の特性

Frequency offset [kHz]	5	10	100
IF Input signal [dBc/Hz]	-98	-104	-117
Local tone [dBc/Hz]	-45	-49	-80
IF output signal [dBc/Hz]	-97	-103	-117

4.3 受信アンテナ

図11及び図12に、16×16素子導波管アレーアンテナの構造及び16×16素子導波管アレーアンテナの外観(サイズ: 71×71mm)を示す。導波管アレーアンテナの各素子は、ストリップラインを使用して給電される。プラスチック(金メッキされた Syndiotactic-polystyrene)及びアルミニウムをベースとした、全く同一な構造及び外観の二つのアンテナを試作している。ここで、プラスチックベースのアンテナは、コスト削減を目指して射出成形により作られている。

アンテナを構成する導波管素子(直径: 3.5mm)は、Vバンドの単一モードを備えている。TE11モードの遮断周波数は50.2GHzであり、より高次のモードは65.6GHzである。PTFE

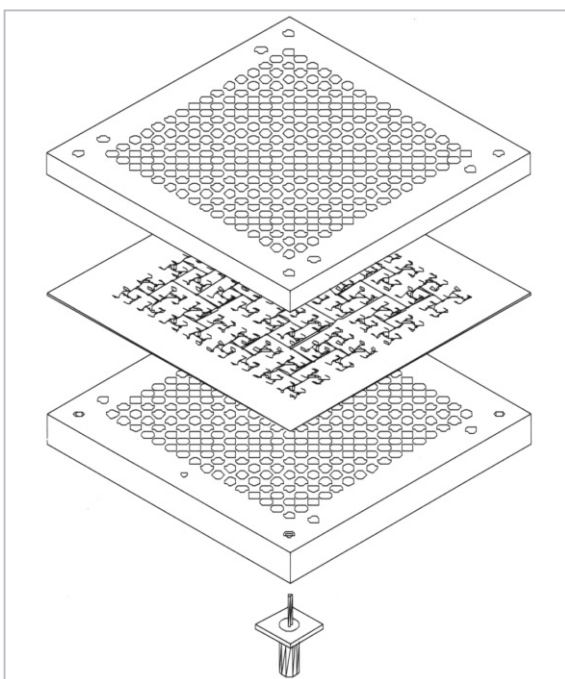


図 11 16 × 16 素子導波管アレーアンテナの構造

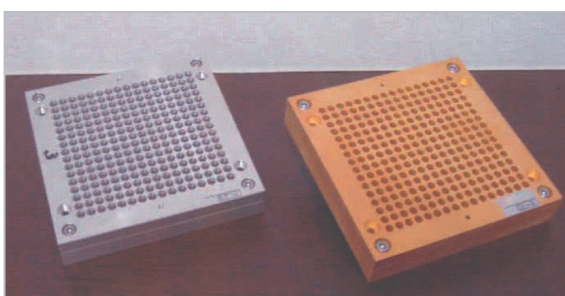


図 12 16 × 16 素子導波管アレーアンテナの外観(左側：アルミニウム製、右側：プラスチック製)

(Polytetrafluoroethylene)を誘電性の基板として使用している。アンテナの出力ポートはVバン

ドコネクタとした。

電界面及び磁界面の遠方界パターンを図 13 (a)(b)にそれぞれ示す。測定は近傍界測定法¹⁸⁾による。この図から、サイドローレベルは約 - 11dB であることが分かる。アンテナの最大利得値から 3dB 低下した点間の幅を示す半値幅は、電界面及び磁界面ともに約 3.7 度である。

プラスチック及びアルミニウムベースそれぞれのアンテナの利得特性を測定するために、利得が既知である標準ホーンアンテナを用いて近傍界測定法による比較測定を行った。結果を図 14 に示す。なお、図の結果は、Vバンドコネクタ / 導波管変換アダプタの損失(0.5dB 以内)を含む。二つのアンテナの利得はほぼ等しいことが分かる。プラスチックベースのアンテナ利得の最大は 58GHz で約 30dBi あり、最大利得から 3dB 低下した利得における周波数は 55GHz 及び 64GHz である。したがって、9GHz の帯域に渡って 3 dB 以内の利得差が得られている。この帯域幅は 60GHz の 15% に及ぶ。

効率 は次式から求められる。

$$G = 4\pi(A/\lambda^2) \eta \quad (7)$$

上記の G、A 及び η は、それぞれ、アンテナ利得、開口面積及び自由空間波長である。(7)式から、 η は 37% と求められる。9GHz の帯域幅は、この平面アンテナ構造がミリ波映像伝送システムのような広帯域アプリケーションにふさわしいことを示す。

なお、プラスチックベース及びアルミニウムベースのアンテナは、ほぼ同一のアンテナ利得

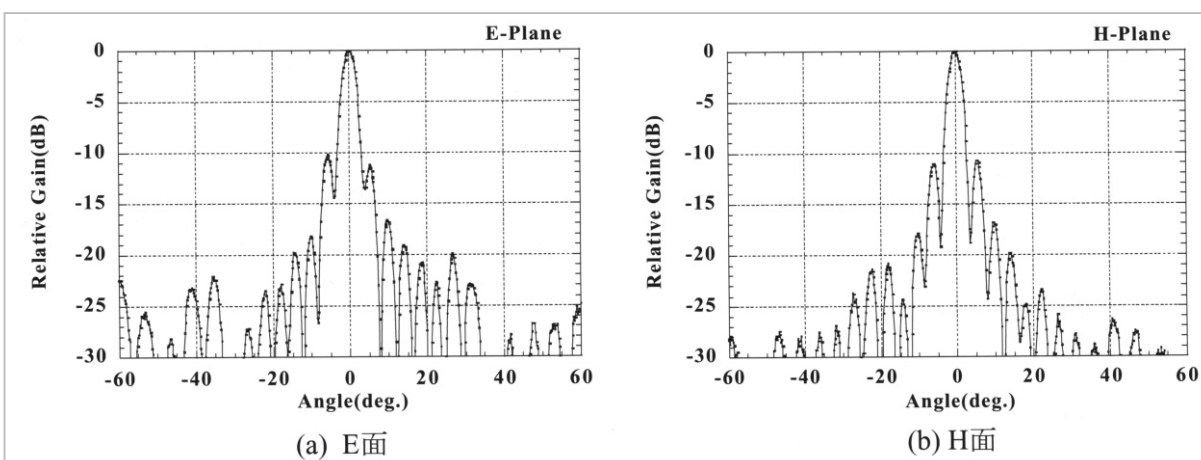


図 13 アンテナの遠方界パターン

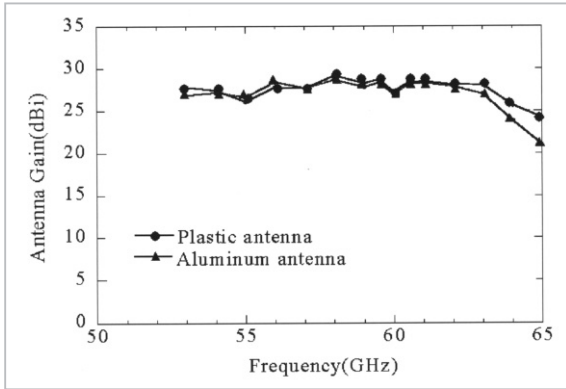


図 14 アルミニウムベースとプラスチックベースアンテナの利得特性

を持つほかに、反射特性や放射パターンといった他の特性も同一であった。

5 BS 放送波伝送の実験

最初に、主観的な評価に基づいた、実験に基づく BS アナログ及びデジタル放送波伝送の所要 CIR を算出して、送信機の電力増幅器に必要な IP3 を算出する。その後、試作した送受信機を使用して行った BS 信号伝送実験の結果について述べる。

5.1 実験による相互変調歪の評価

図 15 に、3 次 IM の評価のための実験系を示す。実際に受信した BS 信号がこの実験に使用される。IF 増幅器が、IM による雑音を生成する非線形デバイスとして使用される。実験では、IF 増幅器への信号入力レベルが可変減衰器 ATT - 1) により調整される。信号入力レベルが増加するにつれて、モニタに映し出される映像の品質が急激に劣化する点がある。主観による観測から映像品質の低下が認識できた場合、IF 増幅器へ

の信号入力レベルを記録する。3 次 IM は、帯域の中心に最も大きく生成される[12]。そこで、より帯域の中心に近い BS - 7 (BS アナログ)及び BS - 3 (BS デジタル)信号を測定に利用した。また、利得が 18dB、IP3 が +26dBm の既知の特性を持つ IF 増幅器を使用した。

表 6 に、BS - 7 が劣化した場合の IF 増幅器入力レベルを示す。入力レベルは、図 15 で “IF amp input” として示される点における各 BS 信号レベルを示す。また、ビートパターンが観測された点を劣化と定義した。表 7 も同様、BS-3 が劣化した場合の IF 増幅器入力レベルを示す。デジタル放送チャンネルでは映像情報がブロック符号化されているため、ブロック雑音が観測された点を劣化と定義した。これらの表から、八つの BS チャンネルのレベル差が、それぞれ 1.5dB、2.0dB であることが分かる。この差は、BS 信号自体の実際の受信信力がチャンネル間で異なることによるものと考えられる。

(6)式に $IP3$ 、 P_{out} 、 $D_2(N, k)$ 及び $D_3(N, k)$ を代入することによって、BS - 7 及び BS - 3 に必要な CIR は以下のように求められる。

$$CIR=2(26-P_{out})-10\log_{10}(3+4 \times 15) \\ =34-2P_{out} \text{ (dB), for BS-7} \quad (8)$$

$$CIR=2(26-P_{out})-10\log_{10}(3+4 \times 12) \\ =34.9-2P_{out} \text{ (dB), for BS-3} \quad (9)$$

3.2 で述べた回線設計では、BS 信号は同一の電力レベルを持つと仮定したが、実際は BS 信号のレベル自体に違いがあるため、表 6 及び表 7 ではこのレベル差を含む。この差を反映させた P_{out} は、BS - 7 伝送のための増幅器の利得として $-12.75 \pm 0.75\text{dBm}$ 、BS-3 伝送のための増幅器の利

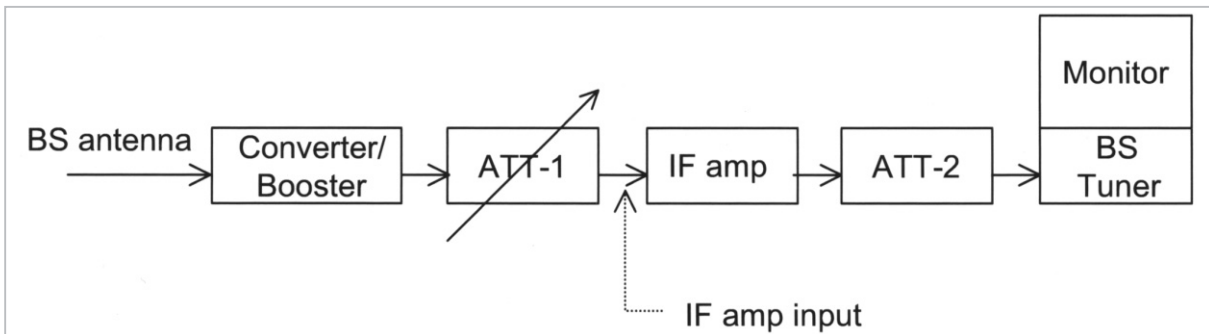


図 15 3 次 IM の評価のための実験系

得として $-6.5 \pm 1.0\text{dBm}$ となる。(8)式及び(9)式に P_{out} を代入することにより、BS - 7及びBS - 3チャンネル伝送のための所要CIRを得ることができる。さらに、所要IP3は、各BSチャンネルの P_{out} が -2dBm であると仮定した(4)式及び(5)式から求められる。CIR及び所要IP3を表8にまとめる。BSデジタルチャンネル(BS - 3)がBSアナログチャンネル(BS - 7)よりも混信に対して約12dB強いことはこの表から明らかである。BSアナログチャンネルは、デジタルチャンネルに比較して、約19dBm高いIP3が求められる。

5.2 実験によるCNR評価

図16に実験系を示す。図17は、送信機と受信機

表8 BS-7とBS-3に対する非線形デバイスの要求CIRとIP3

Channel	BS-7 (analog)	BS-3 (digital)
Required CIR [dB]	23.5 ± 1.5	11.9 ± 2.0
Required IP3 [dBm]	18.75 ± 0.75	12.5 ± 1.0

機の外観である。送受信機の帯域幅はBS信号伝送に必要な300MHzが確保されている。図では、BSアンテナからの300MHz帯域を持つBS信号が送信機に入力される。送信機では、入力信号を60GHz帯の信号に周波数変換し、5dBiの利得を持つパッチアンテナから受信機方向に電波を送信する。30dBiの利得を持つ導波管アレーアンテナを持つ受信機では、受信したミリ波信号を増

表6 BS-7(BSアナログ放送チャンネル)が劣化した場合のIF増幅器入力レベル

Channel	BS-1	BS-3	BS-5	BS-7	BS-9	BS-11	BS-13	BS-15
Power [dBm]	-13.5	-13.5	-13.0	-13.0	-12.0	-12.0	-13.0	-13.5

表7 BS-3(BSデジタル放送チャンネル)が劣化した場合のIF増幅器入力レベル

Channel	BS-1	BS-3	BS-5	BS-7	BS-9	BS-11	BS-13	BS-15
Power [dBm]	-7.1	-7.1	-5.5	-5.5	-5.5	-5.5	-7.1	-7.5

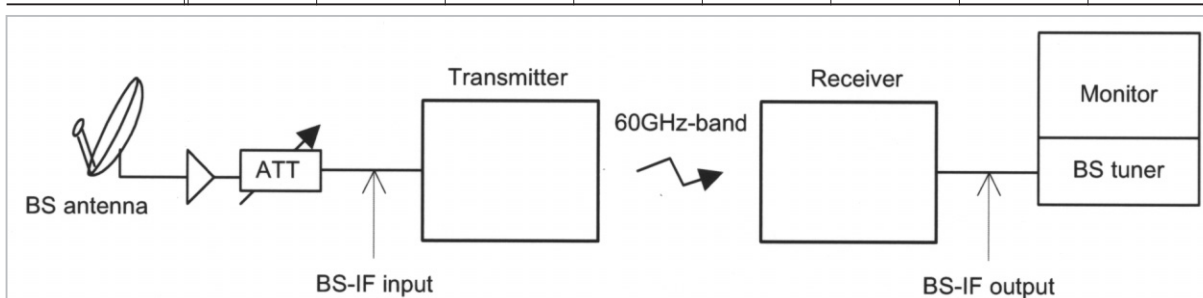
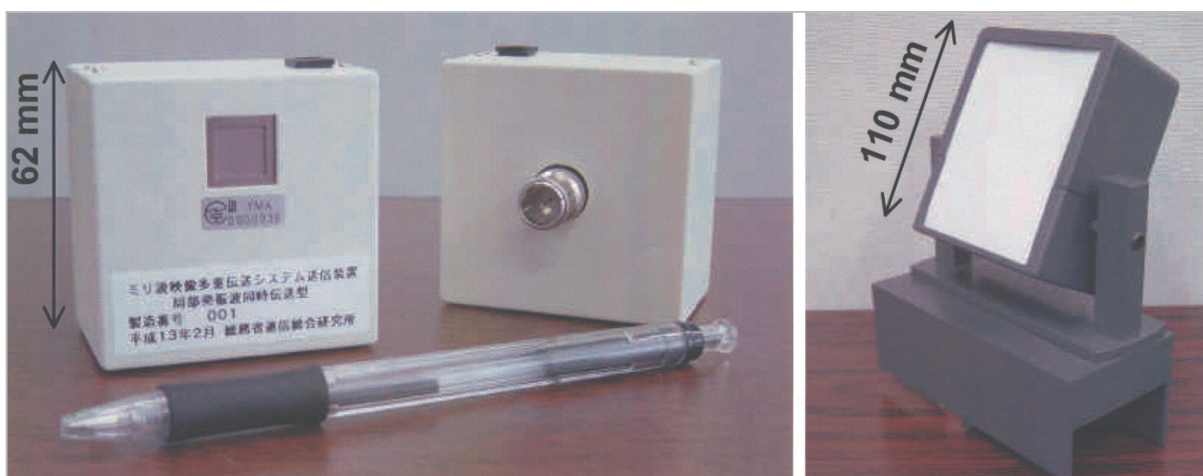


図16 実験系



(a) 送信機 表面と裏面

(b) 受信機

図17 送信機と受信機の外観

幅し、それらをBS-IF信号に周波数変換する。この信号をBSチューナに入力する。受信CNRを測定する場合は、受信機の出力信号をスペクトラム・アナライザに接続する。

図18(a)(b)はそれぞれ、送信機入力のBS-IFスペクトラム及び受信機出力のBS-IFスペクトラムを表す。送受信機間の距離は10mとしている。(a)(b)とも、8波ある信号のうち、低域側の2波及び上域側の2波はBSデジタル用チャンネルであり、中域の4波はBSアナログ用チャンネルである。受信機の出力スペクトラムが送信機のそれとほぼ同一であることが分かる。図から、IF帯域上では、ほぼ平坦な周波数応答特性が得られている。

図19に、ミリ波伝送前後のCNR特性(伝送距離は10m)を示す。BS信号出力のCNRは、BS入力のものと比較して、約1dBから3dB程度劣化している。表2で示される計算値から、 CNR_{sat} が25dBである場合、BSアナログ及びデジタル信号の CNR_{total} は24.2dBである。これは、無線伝送によるCNRの劣化が0.8dBであることを表している。この実験によるCNRの劣化分は、表2の値よりわずかに悪い。これは、表2が、BS信号の入力電力が各チャンネルで一定であると仮定しているのに対して、実際は各チャンネルの入力電力に違いのあることが考えられる。

受信CNRは、所要CNRがBSアナログ信号では14dB、BSデジタル信号では11dBであることにに対して、20dB以上が得られている。更に伝

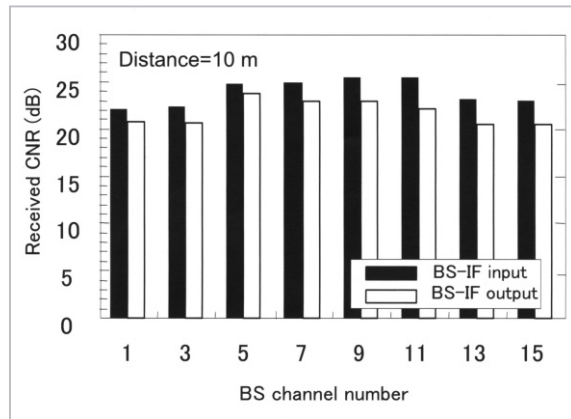


図19 ミリ波伝送前後のCNR特性

送距離を10mとしたこの実験では、再生映像の質に何ら劣化は見られなかった。以上の結果から、ミリ波映像伝送システムの実現性が示されたと結論付けられる。

6 放送波伝送のための周波数配置の例

現在、主に日本では、VHF / UHF 帯によるアナログ地上波放送、BS放送、120度軌道衛星によるCS放送、CATV等が視聴できる。近い将来、アナログ地上波放送はUHF帯を使用したデジタル地上波放送に移行し、CS放送は110度軌道衛星(NSAT-110)による放送サービスが追加される予定である。このほかに、ミリ波映像伝送システムではビデオ信号、IEEE1394あるいはRGB信号等(以下ではユーザ信号と呼ぶ)の多重伝送

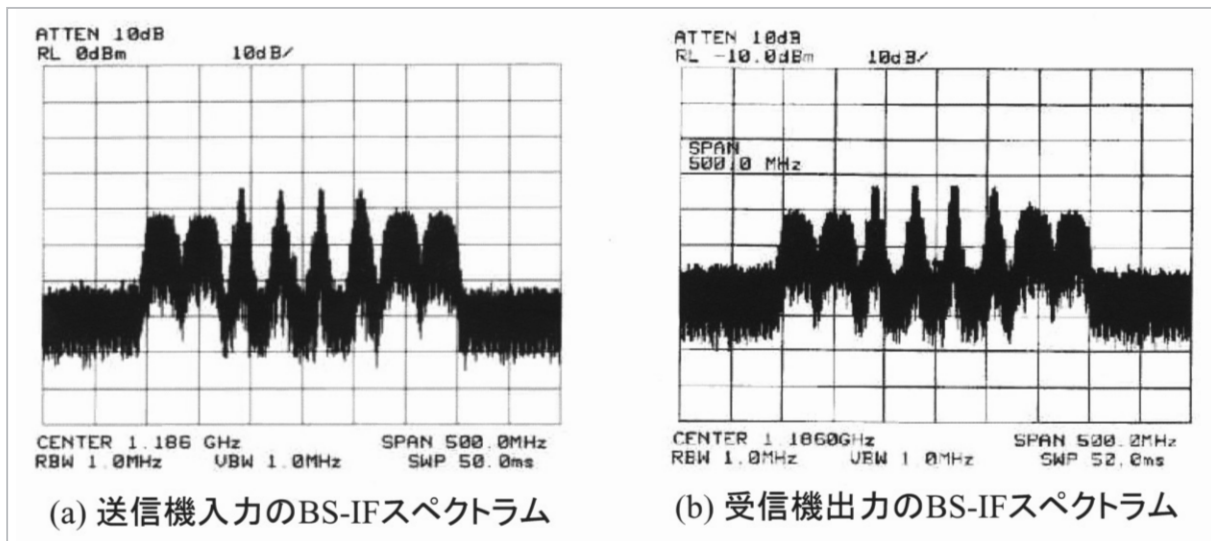


図18 BS-IF信号の電力スペクトラム特性

も考えられる。本章では、デジタル地上波放送、BS / CS放送、CATV、ユーザ信号(220MHzの周波数帯域幅を仮定)を対象に、周波数配置の1例を示す。

60GHz帯の利用に関する日本の強制規格では、60GHz帯を免許要バンドと免許不要バンドに分割している。ミリ波映像伝送システムが実現されると考えられる免許不要バンドの強制規格(抜粋)を表9に示す。利用可能な周波数は59GHzから66GHzまでの7GHzあり(ただし59GHzは含まない)、2.5GHzの占有帯域幅が許されている。システム間の相互干渉は、一般にミリ波システムではアンテナ指向性を利用して軽減できるが、さらに周波数チャネルの概念を導入して、7GHz帯域を約2.3GHz幅の3チャネル(チャネル1、2及び3)に分割することを考える。その結果、システムは、これらチャネルから一つを選択利用するため、3システムまでは同一場所で同時に使用しても相互干渉が起らない。

表9 日本における60GHz帯免許不要バンドの強制規格(抜粋)

Unlicensed band	59-66GHz
Output power	≤ 10mW (+50%, -70%)
Antenna gain	≤ 47dBi
Frequency stability	Max. ± 500ppm
Bandwidth	≤ 2.5GHz

視聴者が多いと考えられる放送波を中心に、モデルⅠ：BS放送、モデルⅡ：デジタル地上波放送、モデルⅢ：120度軌道衛星によるCS放送、モデルⅣ：CATV放送^{18 [19]}に分類する。各モデルのIF周波数(f_{IF})配置例を図20～23に、多重伝送する信号の組合せを表10にまとめる。ミリ波自己ヘテロダイン方式が使用された場合は、RF信号に“ローカル信号”が多重化され送信される。

ハードウェアの簡素化のためには、送信機に入力された信号をIF変換することなく、直接ミリ波帯の周波数に変換する構成がよい。このため、 f_{IF} の決定では、送信機入力信号を最小の変換操作でミリ波信号となるよう留意した。この周波数配置例では、各モデルは更に可能な伝送信号の組合せによって分類される(図中、(a)(b)(c)...として示される)。図では、NSAT-110衛星

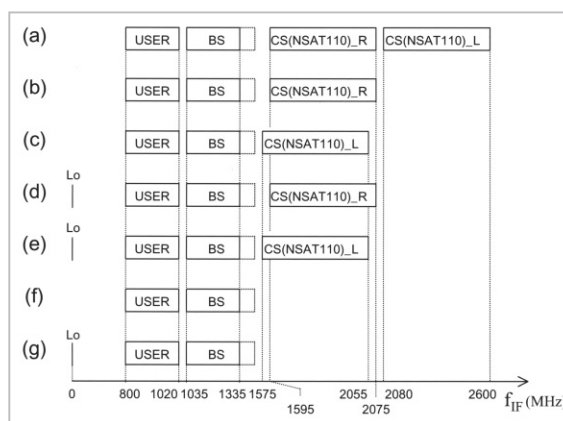


図20 モデル1の周波数配置

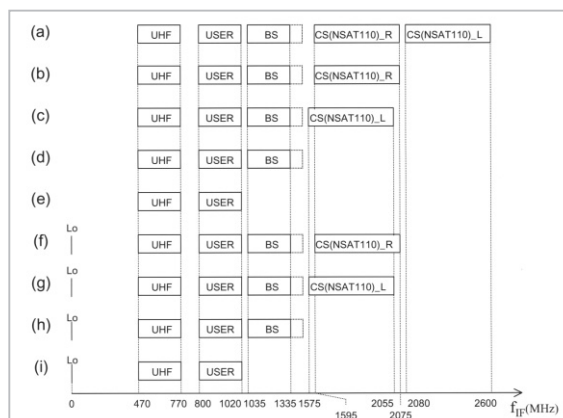


図21 モデル2の周波数配置

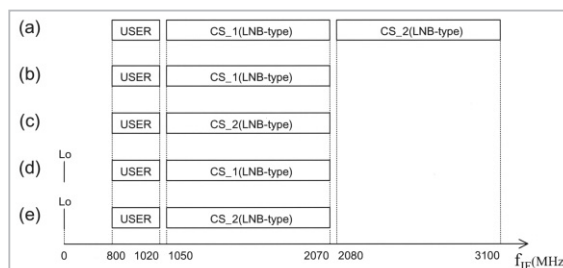


図22 モデル3の周波数配置

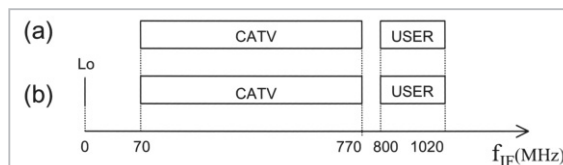


図23 モデル4の周波数配置

からの右旋円偏波及び左旋円偏波により伝送される信号をそれぞれ、CS__R、CS__L、集合住宅の共聴システムで使用されるローノイズ・ブロック・コンバータ(LNB)からのCS信号(垂直/水平偏波受信の信号)をそれぞれ、CS__1、CS__2として示す。

表 10 多重伝送する信号の組み合わせ

Broadcasting signal [Total bandwidth]				
Digital terrestrial (UHF) [300MHz]		√		
BS Digital/analog [300MHz]	√	√		
CS (NSAT-10) [1005MHz]	√	√		
CS (JCSAT-3/JCSAT-4) [2050MHz]			√	
CATV [700MHz]				√
User signal [220MHz, Max.]	Optional			
Local tone	Optional			

RF 周波数(f_{RF})は、各チャンネルに対して以下のように与えられる。

$$\begin{aligned}
 f_{RF} &= f_{IF} + 59010 \text{ (MHz) for channel 1,} \\
 & f_{IF} + 61200 \text{ (MHz) for channel 2,} \\
 & f_{IF} + 63390 \text{ (MHz) for channel 3.} \quad (10)
 \end{aligned}$$

ただし、周波数範囲の制限から、モデルⅢ(a)ではチャンネル3のみ使用できない。

7 結論

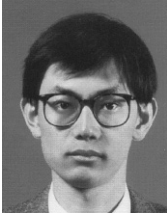
本文では、屋内におけるBS信号の無線伝送のため、60GHz帯の電波を用いたミリ波映像伝送システムの設計法、ハードウェア構成、実験結果及び放送波の周波数配置例について述べた。局部発振器による周波数オフセット及び位相雑音による影響を軽減するため、自己ヘテロダイン方式を適用した。映像伝送システムの概念に基づいて、CNRに基づく回線設計及び3次IMに着目してシステムを設計した。特に、送信機の電力増幅器に必要なCIR及び3次のインターセプトポイントを見出すために、主観的な評価に基づいた実験を行った。試作した送受信機によるシステムの実現性を評価した結果、10mの伝送距離におけるBS放送波伝送では、空中線電力が+10dBmであった場合、映像伝送に十分なCNRが得られ、高品質な映像伝送が可能であることが分かった。

本研究は、横須賀リサーチパークにおける「ミリ波映像多重伝送システムに関する共同研究」として、通信総合研究所とグループ8社が共同で実施した。現在、この成果は、社団法人電波産業会による民間標準規格(ARIB STD-T69「特定小電力無線局ミリ波画像伝送用無線設備」)に反映されている。

参考文献

- 1 R. Scott and P. Cooke, "29 GHz Radio Systems for Video Distribution and Transmission Applications," Electronics and Communication Engineering Journal, Vol. 4, No. 5, pp. 285, Oct. 1992.
- 2 D. Dardari and V. Tralli, "High-speed indoor wireless COFDM systems at 60GHz: Performance and design criteria," Proc. Veh. Tech. Conf., 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 multipoint 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, H. Sato, K. Tokuda, Y. Hirachi, T. Iwasaki, A. Akeyama, K. Ueki, and T. Kizawa, "A wireless Video Home-link using 60GHz Band: Concept and Performance of the Developed System," Proc. European Microwave Conference 2000, Vol. 3, pp. 293-296, Oct. 2000.
 - 9 T. Manabe, "Fundamentals of Millimeter-Wave Propagation," MWE'96 Microwave Workshop Digest, T4-2, pp. 501-510, Dec. 1996.
 - 10 荘司洋三, 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, 2000.1.
 - 11 Y. Shoji, H. Ogawa, H. Nakano, Y. Hirachi, S. Nishi, and Y. Shimomichi, "Development of Millimeter - Wave Video Transmission System II - Development of Millimeter - Wave Wireless Module for Remote Self - Heterodyne Scheme," 2001 Topical Symposium on Millimeter Waves, pp. 203-205, Mar. 2001.
 - 12 J. Westcott, "Investigation of multiple F.M./F.D.M. carriers through a satellite T.W.T. operating near to saturation," Proc. IEE, Vol. 114, No. 6, pp. 726-740, Jun. 1967.
 - 13 映像情報メディア学会編, "テレビ映像情報技術ハンドブック," オーム社, 1980.
 - 14 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.
 - 15 T. Shiomi and M. Hatori eds., "Digital Broad Casting," Ohm-sha, Ltd., Dec. 2000.
 - 16 E. Kawakami, K. Tokuda, Y. Shoji, K. Hamaguchi, and H. Ogawa, "Development of Millimeter - Wave Video Transmission System II - Experimental results and analysis of intermodulation distortion in BS video signal," 2001 Topical Symposium on Millimeter Waves, pp. 195-198, Mar. 2001.
 - 17 荘司洋三, 永塚 守, 浜口 清, 小川博世, "ミリ波自己ヘテロダイン通信システムを用いた60GHz帯デジタル地上波無線伝送実験," 映像情報メディア学会技術報告, BCS2000-32, pp. 8-12, 2000.10.
 - 18 C. A. Balanis, "Near - Field/Far - Field Methods," in Antenna Theory - Analysis and Design -, pp. 852, John Wiley & Sons, Inc., 1997.
 - 19 「平成10年住宅・土地統計調査, 速報集計結果統計表」, 総務省統計局, 平成12年3月.
 - 20 ARIB 標準 STD-T69, "特定小電力無線局ミリ波画像伝送用無線設備," Ver. 1.0, 電波産業会, 2000.12.
 - 21 Yoshihisa Amano, Tatsuya Suzuki, Akira Akeyama, Kiyoshi Hamaguchi, Yoza Shoji, Hiroyo Ogawa, "Development of Millimeter - Wave Video Transmission System (4) Indoor Propagation Measurement in Japanese Wooden Houses at 60GHz," 2000 Topical Symposium on Millimeter Waves, pp. 201-204, Mar. 2000.



はまぐち きよし
浜口 清

無線通信部門 横須賀無線通信研究センター無線アクセスグループ主任研究員 博士(工学)
マルチメディア無線アクセスの研究



しゅうじ ようぞう
庄司洋三

無線通信部門 横須賀無線通信研究センター無線アクセスグループ研究員 博士(工学)
マルチメディア無線アクセスの研究



おがわ ひろし
小川博世

無線通信部門 横須賀無線通信研究センター無線アクセスグループリーダー 博士(工学)
マルチメディア無線アクセスの研究

ひらち やすたけ
平地康則

富士通カンタムデバイス株式会社

にし せいじ
西 清次

沖電気工業株式会社

かわかみ えいいちろう
川上英一郎

沖電気工業株式会社

すえまつ えいじ
末松英治

シャープ株式会社

いわさき としや
岩崎利哉

三洋電機株式会社

あけやま せつ
明山 哲

エヌ・ティ・ティ・アドバンステクノロジー株式会社

しもみち よういち
下道洋一

株式会社日立国際電気

きざわたか お
木澤隆雄

日本無線株式会社

くわな いちろう
桑名一朗

キヤノン株式会社