



Title	64/256QAMディジタルマイクロ波伝送方式
Author(s)	小檜山, 賢二; 小牧, 省三
Citation	電子通信学会誌. 1985, 68(8), p. 888-895
Version Type	VoR
URL	https://hdl.handle.net/11094/3433
rights	copyright©2008 IEICE
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

<https://ir.library.osaka-u.ac.jp/>

The University of Osaka

技術展望B

64/256 QAM ディジタル マイクロ波伝送方式

小檜山 賢二 小牧 省三

小檜山賢二、小牧省三：正員 日本電信電話株式会社横須賀電気通信研究所
64/256 QAM Digital Microwave Radio. By Kenji KOHYAMA and
Shozo KOMAKI, Members (Yokosuka Electrical Communication
Laboratory, N.T.T., Yokosuka-shi).

1. まえがき

ディジタル無線方式が 1969 年に初めて実用化されて以来各国においてその開発・実用化が急速に進展している。この原動力となったものは主として変調信号の多値化による大容量化、周波数利用効率向上である。この間に、変調形式は、4 PSK から 8 PSK, 16 QAM へと進展し、現在では開発の中心が 64 QAM, 256 QAM まで移行してきている。本稿ではこれ等の 64/256 QAM 変調を用いた方式ならびにそれを実現するための各種技術について現状と動向を述べる。

2. ディジタルマイクロ波方式の動向

2.1 周波数利用効率向上の経過

我が国における公衆回線用ディジタルマイクロ波方式の周波数利用効率向上の推移を図 1 に示す。

1970 年代には 4 PSK が使用され、周波数利用効率も約 2 bit/s/Hz 程度であった。一般にディジタル方式はアナログ方式に比べ中継コストは高いが端局コストが安いという特徴があり、短距離回線に適している。このため、これらの方程式は主として回線長 300 km 以下の短距離小容量回線に適用された⁽¹⁾。

しかし、近年多様な通信サービスにこたえる通信網としてのディジタル伝送路需要が増大し、長距離基幹回線についてもディジタル化の必要が生じてきた。この要請にこたえるため、20 GHz 帯を使用した大容量の方が 1976 年に開発された。この方式は、高速の

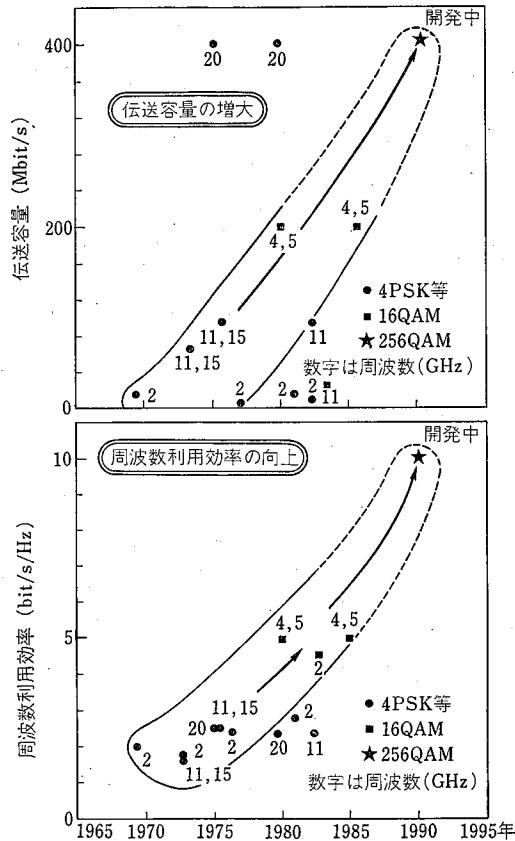


図 1 公衆回線用ディジタルマイクロ波方式の進歩
変調技術・新周波数の開発等の点で次世代のディジタル無線方式発展の基礎となった。

一方、既に日本の基幹回線を形成しているアナログマイクロ波中継所を利用してより迅速かつ低コストでディジタル回線を建設する要求が強まり、1980年代には 16 QAM 変調を用いたディジタルマイクロ波方式が開発された。この方式の周波数利用効率は 4 PSK 方式に比べて 2 倍 (5 bit/s/Hz) であり、中継コストも従来のディジタル方式の 1/2 となり、アナログ方式とほぼ同等まで低下した。このため、端局コストの低減を考慮するとアナログ方式よりも経済的であり、現在全国的に導入が進められている。

16 QAM 方式は世界のマイクロ波方式実用化の力となり急速に研究・実用化が進められた。その成功はディジタル通信時代のマイクロ波伝送方式の再評価・見直しにつながり、各国において更に多値化・大容量化に向けた開発競争が開始され、現在では 64 QAM 方式が完成に近づいており、256 QAM 方式については研究・開発が開始された。

2.2 諸外国・我が国における方式開発状況

多値変調方式としては、格子形配置の QAM 以外に同心円配置、六角配置等の種々の信号点配置を有する方式が報告されているが、変復調の実現が容易であることから図 2 に示す QAM 系列が主として検討されている。

16 QAM 方式については日本・ヨーロッパの主要国ならびにオーストラリア・ニュージーランドの各国において既に商用化が行われている⁽¹⁾⁻⁽²⁾。ここでは、16 QAM 方式を超える 64/256 QAM 方式について述べる。表 1、表 2 に現在開発中の方式の主要諸元を示す⁽³⁾⁻⁽²¹⁾。これらの中では、カナダの 4 GHz 帯を用いた 64 QAM-90 Mbit/s⁽¹⁷⁾ が伝搬実験終了の段階にあり、最も先行している。また、6 GHz 下部帯域を用いた 64 QAM-

多値数	信号配置	多値数	信号配置
2 (4QAM)		6 (64QAM)	
4 (16QAM)		7 (128QAM)	
5 (32QAM)		8 (256QAM)	

図 2 多値 QAM 変調波の信号配置

135 Mbit/s 方式用中継装置が米国、カナダ、日本において製造され最終段階に近づいている^{(18), (19), (20)}。これらの方式では直交偏波を共用していないため、周波数利用効率は直交偏波を使用した 16 QAM 方式と同程度となっている。

一方、256 QAM 方式については我が国において変復調器が製造され対向実験による特性把握がなされており、今後の実用化に向けた研究が開始された^{(18), (21)}。これらの例に示されるように、今後も多値化に向けた研究開発が各国で進められる動向にある。

これらの方式の周波数利用効率を図 3 に示す。また、図にはシャノンの理論限界も合せて示した。

表 2 我が国における多値ディジタルマイクロ波方式開発の現状

国名および社名	N E C (日本)	富士通 (日本)	N T T (日本)
周 波 数 容 量	5,925~6,425 MHz 135 Mbit/s	3,600~4,200 MHz 90 Mbit/s	4, 5, 6 GHz 帯 400 Mbit/s
変 調 形 式	64 QAM	64 QAM	256 QAM
周 波 数 利 用 効 率	4.5 bit/s/Hz (片偏波)	4.5 bit/s/Hz (片偏波)	10 bit/s/Hz (両偏波)
送 信 出 力	+34 dBm	+29 dBm	+34 dBm (標準) +38 dBm (干渉区間)
開 発 状 況	中継装置製造	中継装置製造	変復調器製造

表 1 諸外国における多値ディジタルマイクロ波方式開発の現状

国名および社名	ロックウェル社 (米国)	ベルノーネン社 (カナダ)	ATT ベル研 (米国)
周 波 数 容 量	5,925~6,425 MHz 135 Mbit/s	3,700~4,200 MHz 90 Mbit/s	5,925~6,425 MHz 135 Mbit/s
変 調 形 式	64 QAM	64 QAM	64 QAM
周 波 数 利 用 効 率	4.5 bit/s/Hz (片偏波) +33 dBm	4.5 bit/s/Hz (片偏波) +25.4 dBm	4.5 bit/s/Hz (片偏波) +35.4 dBm
送 信 出 力			
開 発 状 況	中継装置製造	伝搬実験終了 (米国 MCI 社)	中継装置開発中

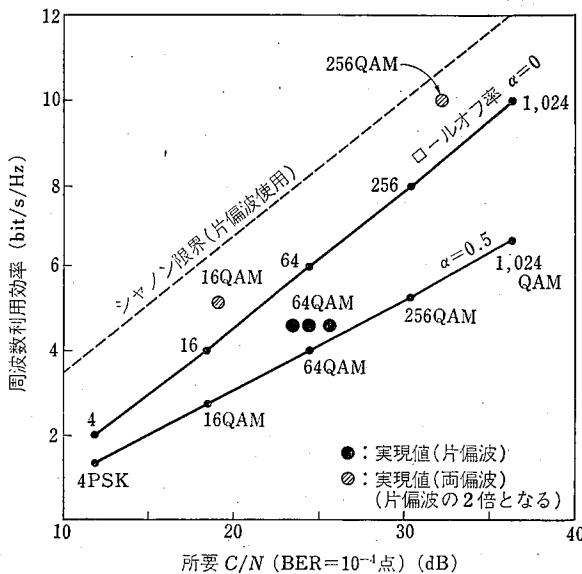


図 3 周波数利用効率

3. 方式実現のために必要な各種技術の動向

多値変調方式実現のために必要な各種技術の関係を図 4 に示す。多値化・周波数利用効率向上のためには、多値変調技術の実現が必須であるが、多値化と共にフェージングの影響を受けやすくなるので、波形ひずみ、干渉雑音、熱雑音の低減が必要となる。これらに対しても波形ひずみ補償技術・干渉補償技術・ダイバーシチ技術・電力増幅器・アンテナ技術の開発・研究が進められている^{(22)~(46)}。以下各種の技術の研究動向を述べる。

3.1 変調技術

変調技術としては、多値変調器、ロールオフ整形フィルタ、誤り訂正がある。

(1) 多値変調器

多値変調器に対する要求特性は図 5 に示すように多値化とともに厳しくなる。例えば、変調器ならびに復調器に許容できる位相誤差を 64 QAM 方式では 1° 以下、256 QAM 方式では 0.3° 以下、キャリヤジッタをそれぞれ 37 dB , 42 dB , 識別電圧ドリフトをそれぞれ 1% , 0.3% 以下という極めて小さな値にする必要がある。このためには、モノリシック IC 化変調器⁽²⁶⁾等の高精度部品の開発と同時に、発生した劣化を自動的に補正する技術の開発が必要である。後者の例として、変調器非線形性の補正⁽²¹⁾ならびに自動しきい

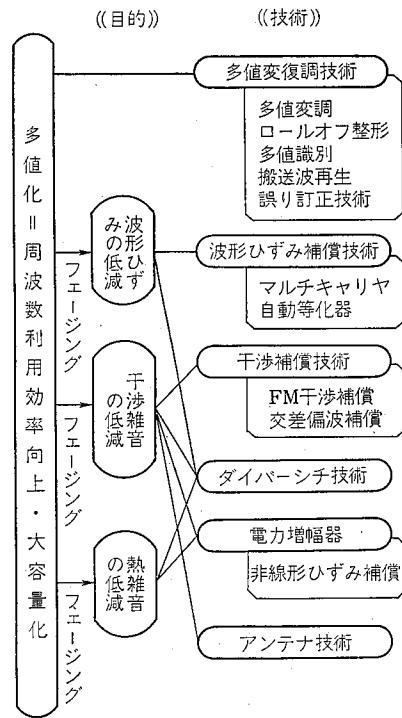


図 4 技術の所在

値制御形識別器⁽²⁴⁾が提案されている。更に搬送波再生の簡易化を目的としたキャリヤ注入形変調法⁽⁴⁵⁾が提案されている。現在変調器の等価 CN 比劣化(誤り率 10^{-4} 点)は 64 QAM で 2 dB , 256 QAM で 3 dB 程度の値が実現されておりほぼ所要特性は満足されつつある。

(2) ロールオフ整形技術

ロールオフ整形技術は周波数利用効率向上のために必要な技術であり、今後ロールオフ率の低下に向けて高精度・無調整化に適したディジタル形のものが開発されてゆくであろう。また、ロールオフ率を減少した場合はフェージング波形ひずみの影響が大きくなるため、次節に述べる波形ひずみ補償の高性能化も同時に進める必要がある。現在のところ両者を勘案しロールオフ率 $0.5 \sim 0.4$ を選択する例が多い。

(3) 誤り訂正技術

誤り訂正については、これまで各種の分野で使用されていたが、デジタル無線方式ではこれまで主信号系には使用されていなかった。これは、余剰ビットの付加による周波数利用効率の低下が発生し、かつフェージングのようなパースト性の極めて高い符号誤りに対して効果が低いことが主原因であった。これに対し、

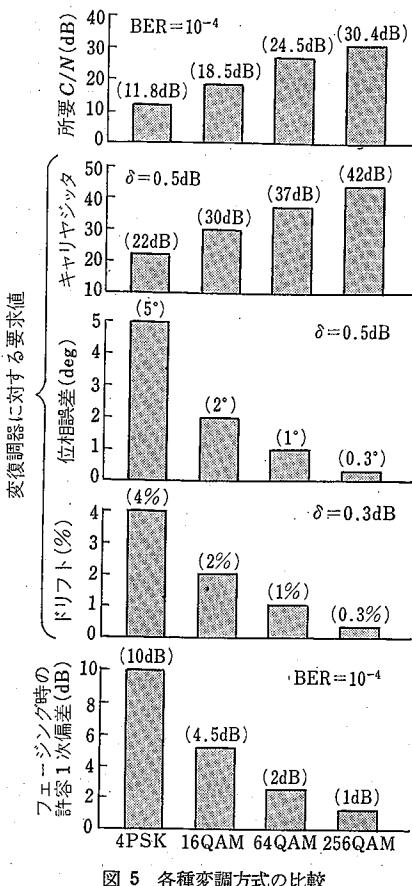


図 5 各種変調方式の比較

(i) 多値化と共に変復調器の等価 CN 比劣化が増大し、バックグラウンドエラーが増加し、これの対策を行い、装置の劣化を減少させる必要が生じた。(ii) LSI 等の進歩により符号化効率の高い符号器・復号器が実現できるようになった。という理由からデジタル無線伝送の分野にも適用されはじめている。訂正能力としては現在のところ周波数利用率の劣化を小さく

すること、ならびに装置規模を考慮し、1重誤り訂正が選択されている。

3.2 波形ひずみ補償技術

フェージングによる波形劣化は多値数の増加と共に厳しくなる。例えば、許容できる帯域内1次傾斜(ナイキスト帯域)については図5に示すように小さくなる。例えば、波形ひずみ補償が無しの場合 16 QAM 方式で 4.5 dB であったものが、わずかに 1 dB 程度しか許容できなくなる。このため、波形ひずみ補償を目的とした各種の自動等化器^{(29)~(32)}の開発が進められている(表3)。大きく分類すると周波数領域と時間領域のものに分類でき、一般に前者は回路が簡易であるが等化効果が小さく、後者はその逆であるという特徴を有し、多値化と共に後者の等化器を使用する例が増加してきている。タップ数は現在 5~7 タップのものが使用されている。

また、波形ひずみ補償技術の一環と考えられるものに図6に示すマルチキャリヤ伝送方式がある⁽²⁷⁾。これは、伝送信号を多数個に分割して狭帯域化しフェージングの影響を受けないように伝送する方法である。この方式では、フェージング補償装置への要求条件を楽にし、これによるコスト低減を変復調器の個数を増

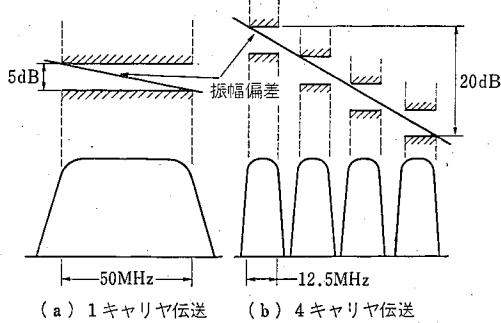


図 6 マルチキャリヤ方式の効果

表 3 各種等化器の比較

自動等化器の形式		回路の簡単さ	等化効果			
			最小位相推移フェージング		非最小位相推移フェージング	
			帯域外ノッチ	帯域内ノッチ	帯域外ノッチ	帯域内ノッチ
周波数領域	1次振幅等化	○	△	×	△	×
	2次振幅等化	○	△	△	△	×
	1次遅延等化	×	○	△	○	△
	2次遅延等化	×	○	○	○	○
時間領域	可変共振形	○	○	○	△	×
	線形トランスポーラル等化器	△	○	△	○	△
	判定帰還形等化器	○	○	○	△	×
	線形+判定帰還形	△	○	○	○	△

加させることに振り向けるものであり、今後の部品LSI化の動向からも有利な方法であると考えられる。更に、この方式は周波数配置を考慮することによりFM輝線干渉を避けられる点でも有効である。

3.3 干渉補償ならびに低減技術

多値化に従い所要CN比が増加し、干渉雑音の低減が必要となる。主な干渉雑音として、分岐ルートからの干渉、偏波共用時の偏波間干渉がある。これらの干渉は主信号減衰時に最も影響が大きくなる。このため、フェージングを考慮に入れた干渉雑音の設計が必要である。

従来の干渉低減技術としては、アンテナ特性の改善およびフィルタによる低減が主体であり、積極的に補償技術を適用して干渉を低減するまで至っていないかった。しかし、干渉補償技術の進歩、ならびに干渉低減への要求が高まり最も干渉の厳しい交差偏波間干渉については積極的に補償技術を導入する方向にある^{(33)～(39)}。図7に交差偏波間干渉補償回路の一例を示す。この回路はトランスポーラルフィルタを適用し、交差偏波間の信号に周波数特性の差が生じた場合においても補償特性が劣化しないという特徴を有している^{(36)～(38)}。また、交差偏波干渉信号の周波数特性ならびに各種干渉の把握も重要な課題であり、各国で研究が始まっている^{(40)～(42)}。

3.4 その他の技術

(1) 送信電力増幅器

多値QAM信号の平均電力とピーク電力の間には

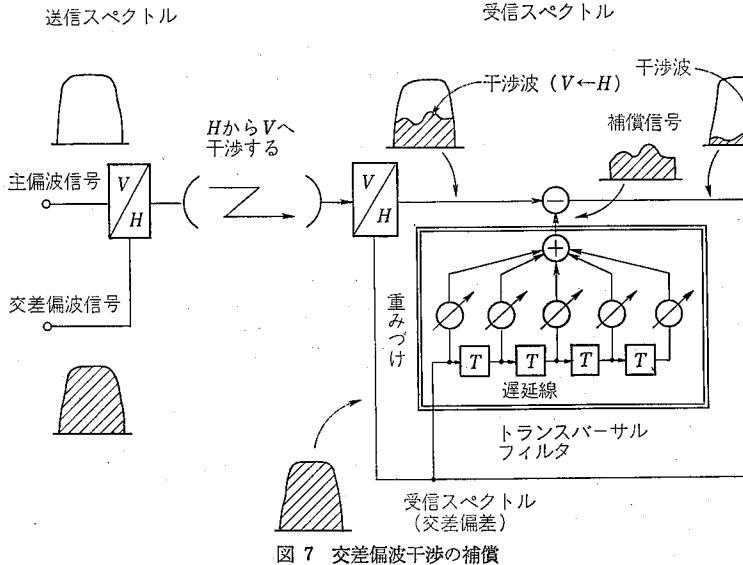


図7 交差偏波干渉の補償

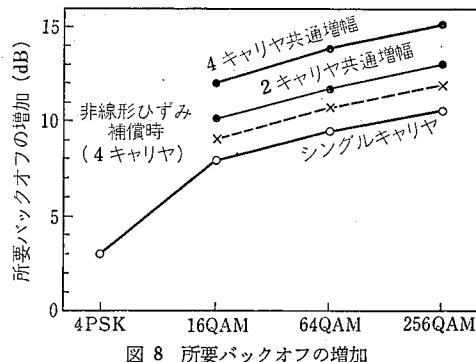


図8 所要バックオフの増加

差がある。送信電力増幅器はこのピーク電力をひずみなく増幅できる能力を要求される。すなわち、送信電力増幅器の飽和電力を平均電力に比べて大きくする必要がある。この電力の比をバックオフとよんでおり、電力増幅器の形式、非線形ひずみ補償適用の有無等によって必要なバックオフ値が異なる。FET増幅器、16QAM信号の場合は約8dBのバックオフが必要である。この所要バックオフ値は図8に示すように多値化と共に増大する。例えば、256QAM方式の場合、10～11dB程度のバックオフが必要となるものと想される。また、前記のマルチキャリヤ方式を用いた場合には、共通増幅を行うことにより装置の経済性を向上できるが、この場合は更にバックオフを大きくする必要がある⁽⁴³⁾。

(2) ダイバーシチ技術

スペースダイバーシチ受信は、受信電力低下防止・波形ひずみ防止の効果ならびに自動等化器との相乗効果を有しており、諸外国を含めて広く利用されている。今後、多値化が進むに従い帯域内振幅偏差の改善を目的とした更に高精度なダイバーシチ技術^{(44)、(45)}が必要となることが予想される。

(3) アンテナ技術

分岐ルートからの干渉ならびに交差偏波干渉の低減を目的としてアンテナ特性の改善が必要である。これに対しては鏡面修正技術ならびに給電ホーン方向設計技術等の適用が検討されている^{(46)、(47)}。

4. む　す　び

無線通信においては貴重な財産である周波数の有効利用が何にも増して重要な課題であり、過去数十年にわたり利用効率向上の努力がはらわれてきた。この結果、着実に周波数利用効率の向上が図られ、現在 10 bit/s/Hz をを目指した 256 QAM 方式を開発する動向にある。このような周波数利用効率の高い方式を実現するためには必要な各種技術（変復調技術、波形ひずみ補償技術、干渉補償技術等）について以下のことを示した。

(i) 今後ともマイクロ波帯の周波数利用効率の向上が可能である。(ii) 変調信号形式としては QAM 系列が世界の主流となりつつある。多値レベルとしては 64 QAM または 256 QAM が現状の最高レベルにある。(iii) 多値化と共にフェージングによる波形劣化が急激に増大するため、波形ひずみ補償装置の高性能化と同時にスペクトルの狭帯域化も適用する必要がある。(iv) 64/256 QAM 変調器実現のためには変復調器構成部品の高精度化が必要であると同時に劣化を自動補償する技術・誤り訂正等が必要となる。

ディジタルマイクロ波方式は、建設の容易性、即応性、経済性に優れた方式であり、将来においても基幹伝送路として使用されるものと考えられる。本文がデジタル無線方式の研究・開発に携わっている方々の御参考になれば幸いである。

最後に本文の作成に当たり御指導・御指摘をいただいた NTT 横須賀研究所複合伝送研究部進士部長に深謝します。

文　献

- (1) 桑原：“デジタルマイクロ波通信”，企画センター（昭 59-05）。
- (2) H. Yamamoto：“Advanced 16-QAM techniques for digital microwave radio”，IEEE Commun. Mag., 19, 3, p. 36 (March 1981).
- (3) C.P. Bates, et al.：“DR-6-30 system design and application”，IEEE ICC '81, pp. 3.1.1-3.1.8 (June 1981).
- (4) S. Matsumoto, et al.：“Digitalization of the existing radio-relay network using 4/5 GHz 200 Mb/s system”，IEEE ICC '82, pp. 2B. 4.1-2B. 4.5 (June 1982).
- (5) P. Dupuis, et al.：“16 QAM modem for high capacity microwave system : Design and performances”，IEEE ICC '81, pp. 3.2.1-3.2.6 (June 1981).
- (6) J.A. Nossek, et al.：“16-State QAM-Modem for a 140 Mbit/s digital radio system family”，IEEE GLOBECOM '83, pp. 9.1.1-9.1. (Nov. 1983).
- (7) L. Moreno, et al.：“Field trial results of 140 Mb/s 16 QAM digital radio under multipath propagation”，ibid., pp. 9.5.1-9.5.
- (8) A.L. Martin, et al.：“Results of a 16 QAM 140 Mbit/s digital radio field experiment”，IEEE ICC '83, pp. F 2.2.1-F 2.2.8 (June 1983).
- (9) C.P. Bates, et al.：“Impact of technology on high-capacity digital systems”，ibid., pp. F 2.3.1-F 2.3.5.
- (10) T. Noguchi, et al.：“6 GHz 135 MBPS digital radio system with 64 QAM modulation”，ibid., pp. F 2.4.1-F 2.4.5.
- (11) P.R. Hartmann, et al.：“135 MBS-6 GHz transmission system using 64 QAM modulation”，ibid., pp. F 2.6.1-F 2.6.7.
- (12) M. Acx, et al.：“140 Mbit/s 32 QAM modem for high capacity digital radiosystems”，ibid., pp. F 2.7.1-F 2.7.5.
- (13) E. Fukuda, et al.：“Design of 64 QAM modem for high-capacity digital radio systems”，IEEE GLOBECOM '84, pp. 25.5.1-25.5 (Nov. 1983).
- (14) Y. Ito, et al.：“Design and performance of 6 GHz 135 Mb/s with 64 QAM”，IEEE ICC '84, pp. 632-635 (May 1984).
- (15) J.A. Crossett, et al.：“64 QAM digital radio transmission system, integration and performance”，ibid., pp. 636-641.
- (16) S. Takenaka, et al.：“A new 4 GHz 90 MBPS digital radio system using 64 QAM modulation”，ibid., pp. 642-645.
- (17) J.D. McNicol, et al.：“Design and application of the RD-4 A 64 QAM digital radio systems”，ibid., pp. 646-652.
- (18) Y. Saito, et al.：“Feasibility considerations of high level QAM multi-carrier system”，ibid., pp. 665-671.
- (19) W.R. Brouillette, et al.：“Microwave radio design for 64 QAM digital radio”，IEEE GLOBECOM '84, pp. 535-538 (Nov. 1984).
- (20) C.P. Bates, et al.：“DR 6-30-135 system design and application”，ibid., pp. 539-546.
- (21) Y. Daido, et al.：“256 QAM modem for high capacity digital radio systems”，ibid., pp. 547-551.
- (22) 小幡山, ほか：“デジタルマイクロ波方式における高能率信号伝送技術”，昭 60 信学総全大, S11-4.
- (23) 斎藤, ほか：“256 QAM デジタルマイクロ波方式(1)実現性に関する基礎検討”，信学技報, CS 84-71 (1984-08).
- (24) 中村, ほか：“256 QAM デジタルマイクロ波方式(2)自動閾値制御型識別器の構成と特性”，信学技報, CS 84-71 (1984-08).
- (25) 斎藤, ほか：“256 QAM デジタルマイクロ波方式(3)変復調器の構成と特性”，信学技報, CS 84-84 (1984-10).
- (26) 今井, ほか：“モノリシック IC 乘算器の 256 QAM への応用”，昭 59 信学通信全大, S1-8.
- (27) 橋本, ほか：“長距離海上区間におけるデジタル信号伝送特性”，昭 59 信学総全大, 2355.
- (28) CCIR Doc. 9/204-E, Rep. AF/9 (July 1984).
- (29) CCIR 1982~1986, Rep. 784.

- (30) C.A. Siller : "Multipath Propagation", IEEE Commun. Mag., 22, 2, pp. 6-15 (Feb. 1984).
- (31) 松本, ほか : "マイクロ波方式のフェージング対策技術の動向", 施設, 33, 4 (昭 56).
- (32) 荒木, ほか : "4/5/6 L-D 1 方式用フェージング補償技術", 研究報, 31, 7 (昭 58).
- (33) M.L. Steinberger : "Design of a terrestrial cross pol canceller", IEEE ICC '82, pp. 2B.6.1-2B.6.5 (June 1982).
- (34) K.T. Wu, et al. : "Feasibility study of an interference canceller for co-channel cross-polarization operation of digital radio", ibid., pp. 2B.7.1-2B.7.5.
- (35) M. Kavehrad : "Adaptive cross polarization interference cancellation for dual-polarized M-QAM Signals", IEEE GLOBECOM '83, pp. 29.7.1-29.7.7 (Nov. 1983).
- (36) J. Namiki, et al. : "Adaptive receiver for cross-polarized digital transmission", IEEE ICC '80, pp. 46.3.1-46.3.5 (June 1980).
- (37) 諸岡 : "干渉妨害信号除去技術", 信学誌, 66, 2 (昭 58-02).
- (38) H. Araki, et al. : "100 km overwater span digital radio system", IEEE ICC '85 (June 1985).
- (39) 松江, ほか : "256 QAM 方式における交差偏波間干渉補償器の一検討", 昭 60 信学総全大, 2356.
- (40) M. Liniger : "Sweep measurements of multipath effects on cross polarized RF-channels including space diversity", IEEE GLOBECOM '84, pp. 1492-1496 (Nov. 1984).
- (41) K.T. Wu : "Measured statistics on multipath dispersion of cross polarization interference", IEEE ICC '84, Session 46 (June 1984).
- (42) A.J. Giger, et al. : "Interference caused by ground scattering in terrestrial microwave radio systems", IEEE ICC '83, pp. 1254-1261 (June 1983).
- (43) T. Yoshida, et al. : "System design and new techniques for an over-water 100 km span digital radio", ibid., pp. 664-670.
- (44) 田島, ほか : "最小振幅偏差スペースダイバーシチ受信方式の設計と特性", 信学論 (B), J 66-B, 3 (昭 58-03).
- (45) 菊池, ほか : "マルチキャリア方式用スペースダイバーシチ合成法の構成と特性", 信学技報, CS 84-85 (1984).
- (46) 中島, ほか : "広角指向特性と交差偏波特性の優れた4, 5, 6 GHz 帯共用オフセットアンテナ", 信学論 (B), J 67-B, 2 (昭 59-02).
- (47) 刈込, ほか : "サイドロープと交差偏波識別度特性をもとに向上しうるオフセット複反射鏡アンテナの設計法", 信学技報, AP 84-87 (1984-07).