

衛星通信用車載電子走査アンテナ

西川訓利, 佐藤和夫, 平子智明, 藤元美俊, 加藤貴敏, 田中雄一

Phased Array Antenna System for Land Vehicle Satellite Communications

Kunitoshi Nishikawa, Kazuo Sato, Tomoaki Hirako,
Mitoshi Fujimoto, Takatoshi Kato, Yuichi Tanaka

要 旨

自動車に搭載する衛星通信用アンテナは航空機や船舶などに搭載するアンテナに比べ、ビーム走査を広角かつ高速に行う必要がある。当研究所では自動車搭載用として低プロファイルおよび小形軽量といった点に重点をおき、電子的にビームを走査することができるアンテナを国内で初めて開発した。素子アンテナには2層マイクロストリップアンテナを、移相器には3ビットデジタル移相器を採用し、19素子の正三角形配列とした。構造的にはアンテナ全体をアンテナ素子層、移相器/給電回路層、およびドライブ回路層に分け、サンドイッチ構造とすることで全体を30mm以下の高

さにすることができた。電気的特性として全方位角方向において仰角 30° 以上で10.5dBi以上の利得と3dB以下の軸比特性を達成し、移動体衛星通信用のアンテナとして十分な特性を実現した。また各種電波遮へい物が存在する走行環境での衛星追尾に適した追尾装置も開発し、実験によって実用に十分供することができることを確認した。

Abstract

A planar phased array antenna has been developed as one of land vehicle antennas to conduct various experiments for future satellite communication services. The antenna has a 19 elements array with stacked circular micro-strip patches and is arranged in a triangular lattice fashion. The beam is controlled by using 3-bit phase shifters. In order to realize thin configuration, the antenna has a layer structure consisting of an array antenna element layer, a phase shifter layer and a drive circuit layer. The total height is less than 30mm. A gain is 10.5dBi minimum throughout the beam coverage of 30° to 90° in elevation, while an axial ratio is less than 3dB.

Furthermore we have confirmed by testing with the satellite ETS-V that the phased array antenna and beam tracking system functions very well. The phased array antenna has advantages such as its conformability to a car roof and beam agility. Although it is still expensive, the manufacturing cost will be reduced by increasing the production quantity and enhancing research efforts in the future.

キーワード

電子走査アンテナ, フェーズドアレーアンテナ, 衛星通信, 移動体通信, 移相器, 追尾装置, マイクロストリップアンテナ

1. はじめに

通信衛星を用いた移動体衛星通信システムは、広範囲にわたり品質の高い通信サービスを提供できることから世界各国で計画されている¹⁾。例えば、INMARSAT（国際海事衛星機構）では既に船舶、航空機に対してサービスを開始している。一方、衛星を介した陸上移動体との通信はまだ実用化には至っていないものの、セルラー方式の自動車電話でカバーできない地域などを対象として実用化が進められつつある。

我が国では移動体衛星通信にともなう種々の技術蓄積のため、技術試験衛星V型（ETS-V）が1987年8月に打ち上げられ、航空機や船舶、陸上移動体に対する実験が実施されている²⁾。当研究所もETS-Vを利用した通信実験に1989年よりトヨタ自動車とともに参加し、本文で紹介するアンテナシステムを用いた種々の実験を行っている。また、オーストラリアは1992年より運用を開始するため準備を進めている³⁾。カナダ、米国は北米全域をカバーする衛星を1993年に打ち上げを予定しており、MSAT計画として進行している⁴⁾。

移動体衛星通信システムの実用化における大きな問題は、回線設計上、比較的大きな利得を持つアンテナが移動体側に要求されることである。また、同時通話を行うため送受別々の周波数を用いる必要があり、そのためかなり広い周波数帯域をカバーしなければならない。現在計画されている上記のシステムでは、音声通話（同時通話）を行うために1.6GHz帯において約8%の帯域にわたり10dBi以上の利得が必要である。このようなアンテナは指向性が鋭いため、移動体の動きに応じてビームの方向を制御し常に衛星を追尾しなければならない。これに加えて、自動車用のアンテナの場合、建物や樹木などの電波遮へい物がある環境でも正常に追尾動作をしなければならず、しかも自動車の激しい動きに応じてビームを広角かつ高速に走査できなくてはならないなど、かなり厳しい条件を満足する必要がある、自動車での衛星利用に対する大きな壁となっている。そのため、従来は衛星追尾を必要としない低利得のアンテナを用いた低品質な通信（低速データ通信等）に限られていた。

機械的にビーム方向を制御するアンテナは低コスト化が可能であるものの高速追尾や低プロファイル化、軽量化などが難しいと思われる。一方、従来報告され

ている電子的な走査アンテナも移相器や分配器などを含めると薄形・軽量とはいえず自動車用として必ずしも満足できるものではない^{5,6)}。

当所ではこれまでアンテナ単体の電気的特性のみならず自動車用として満足しうる性能をもつ移動体衛星通信用アンテナの検討を進めてきた。その結果、国内で初めて自動車搭載を目的とした電子走査アンテナ（フェーズドアレーアンテナ：Phased array antenna）および衛星追尾装置の開発に成功した⁷⁻⁹⁾。本文では当所で開発した電子走査アンテナおよび追尾装置の設計手順、構成、電気的諸特性等について述べる。

2. 車載電子走査アンテナの原理と要求仕様

2.1 要求仕様

自動車に搭載し、データ・音声通信を可能とするために必要なアンテナの主要性能をTable 1に示す。これはINMARSATで予定されている陸上移動体用の標準M、ならびにMSAT、AUSSATなどで予定しているシステムに対応できることを考慮した仕様である。1.6GHz帯は移動体衛星通信用として国際的に許可されている周波数である。

アンテナを開発する上での課題は、まず120MHzの帯域をカバーし、できる限り利得が高く、しかもアレーにしたときの素子間結合が小さいアンテナ素子を開発することにある。次にビームを広角に走査するための素子配列の検討と低軸比の実現にある。さらに高いG/T（アンテナ利得とアンテナで発生する雑音温度の比）を実現するために移相器や分配器などの給電系の低損失化が不可欠となる。衛星追尾装置については先に述べた通りである。寸法等に関しては小さくかつ軽いほど良いことは当然であるが、ここでは厚さをでき

Table 1 Target specifications for phased array antenna.

Frequency	1540~1660MHz
Coverage	full 360° azimuth 30° to 90° elevation
Gain	10dBi minimum
G/T	-13dB/K minimum
Polarization	Circular, with maximum 4dB axial ratio
Tracking speed	50° minimum/s

る限り薄くすることに重点をおき開発を進めることにした。大きさおよび重量に関しては概略500mm×500mmおよび3kg程度を目標とした。

2.2 電子走査アンテナの原理

電子走査アンテナは、直線もしくは平面状に配置された複数のアンテナ素子で構成され（アレーアンテナと呼ぶ）、これらアンテナ素子を励振する高周波位相を電氣的に制御することにより希望の方向へビームを走査することができる機能を有するものである。以下、その原理および指向性の計算法について述べる。

3次元的にビームを走査するには平面状にアンテナ素子を配置する必要があるため、ここではFig.1に示すようにxy面に間隔 d_x, d_y で $M \times N$ 個の素子を格子状にならべ、給電振幅 a_{mn} で給電した場合を考える。アレーアンテナの指向性は、各素子の指向性の和で表される。特に各素子の指向性（素子指向性）が等方性の場合、アレーアンテナの指向性はアレーファクタと呼ばれる。ビーム走査方向を (θ_0, ϕ_0) とするためには、その方向の伝搬路長差に相当する位相のずれを移相器を用いて各素子に与える必要がある。このときアレーファクタAF(θ, ϕ)は、

$$AF(\theta, \phi) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N a_{mn} \exp(j\psi_{mn})$$

$$\psi_{mn} = m(d_x \sin \theta \cos \phi - \psi_x) + n(d_y \sin \theta \sin \phi - \psi_y)$$

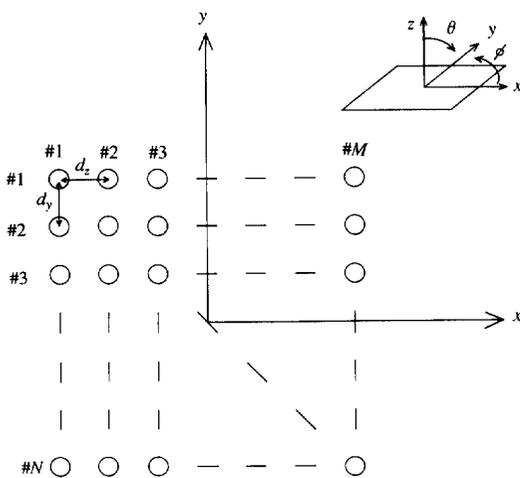


Fig.1 Arrangement of antenna elements.

$$\psi_x = d_x \sin \theta \cos \phi$$

$$\psi_y = d_y \sin \theta \sin \phi$$

$$= 2\pi / \lambda (\dots)$$

で表される。 (m, n) が (m, n) 番目のアンテナ素子に与えるべき移相量である。給電振幅 a_{mn} を全て1とし、式を変形して位相部分を除くと、

$$AF(\theta, \phi) = \frac{\sin(M\psi_x/2)}{\sin(\psi_x/2)} \cdot \frac{\sin(N\psi_y/2)}{\sin(\psi_y/2)}$$

$$\psi_x = d_x \sin \theta \cos \phi$$

$$\psi_y = d_y \sin \theta \sin \phi$$

となる。素子指向性はアンテナ素子間の相互結合や有限長接地板による回折の影響のため、実際には素子ごとに全て異なる。しかし、概略の傾向をあらかじめ推定するには上式で十分であることから、ここではこれを用いた指向性計算によりアレーアンテナの設計を行う。

3. アンテナの設計

電子走査アンテナの最も重要な特性である利得、走査範囲、周波数帯域はアレーアンテナの性能でほぼ決まる。そこで、アレーアンテナのアンテナ素子、アレー配列方法、移相器ビット数、給電方法について詳しく述べる。

3.1 アンテナ素子

アレーアンテナを構成するアンテナ素子は広帯域特性（約8%）、薄形・軽量、良好な軸比特性、広角ビーム特性、アレー化の際の素子間結合が小さいなど多くの条件を備えている必要がある。このような条件を満たすアンテナ素子を得るため、マイクロストリップアンテナ、円環アンテナ、スロットアンテナなどについて詳細な検討を行った。しかし、いずれも一長一短があることから、ここでは通常マイクロストリップアンテナを改良した2層化マイクロストリップアンテナ（スタックドマイクロストリップアンテナ：SMSA）を開発した。

開発したSMSAの構造をFig.2に示す。アンテナ基板には比誘電率が3.6で厚さが1.6mmの誘電体基板を用いている。このアンテナ素子の特性は各層の地板からの高さ、各誘電体基板の厚さ、2つの放射素子（マイクロストリップパッチ）の寸法などが互いに影響しあって複雑に変化することから、概略次の手順で上層およ

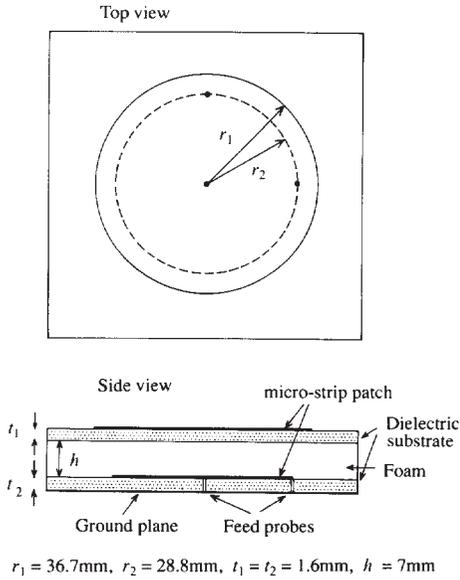


Fig.2 Configuration of micro-strip antenna element.

び下層のパッチの半径 r_1 および r_2 を決定した。まず下層のパッチのみがあると仮定し、その共振周波数が所望の周波数帯の下限周波数となるように計算によって半径を決定する。次に上層のパッチの半径 r_1 をパラメータとし、地板からの高さ h を変数として実験的に帯域幅を求め、必要帯域が得られる最小の高さを決定する。

給電は下層のパッチに対し、ハイブリッドあるいはウィルキンソン分配器を用いて90°位相をずらした2点に行う。試作したアンテナ素子単体の反射損は使用周波数帯域において -15dB以下となり最大利得は約6dBiであった。

3.2 アレー配列

アンテナ素子を平面上に複数並べたときの利得 G は、素子間の相互結合がなければ、概略以下の式で与えられる。

$$G \text{ (dBi)} = G_a + 10 \log(N) - G_d - L$$

G_a : アンテナ素子単体の利得

G_d : ビームを走査する方向と最大方向との利得の差

L : 給電回路の挿入損失

N : アンテナ素子数

ここでは、前節で得た素単体の利得から $G_a = 6\text{dBi}$ とし、仰角30°方向の利得の低下 G_d を3dB、および給電回路の挿入損失 L を2.5dB、(移相器1.5 + 分配器1.0)と仮定する。

以上の条件の下で利得10dBiを得るのに必要なアンテナ素子数は9~10個となる。さらに、素子間結合による利得の低下を平均2dBと見積もると、上式における G は12dBiを越える必要があり、素子数 N は15以上必要となる。 G_d および素子間結合による利得の低下は、実際にはここでの見積値よりももう少し大きいことが予測されるため、素子数の15は最低限の数字といえる。

前章で示したビーム走査の原理と計算式を基に、ここでは素子配列などに対するビーム走査特性について検討を行う。素子配列には2つの代表的な方法がある。一つは正方配列、他の一つは正三角配列である。10dBi以上の利得を得るには15素子程度以上の素子数が必要であることと、方位角方向の対称性がよくなることを考慮に入れると、Fig.3(a)に示す16(4×4)素子正方配列と(b)に示す19素子正三角形配列が考えられる。ここではこの2つの場合のビーム走査特性について比較する。

ビーム走査角を $\theta_0 = 60^\circ$ (仰角30°) とし、 θ_0 を0~90°の間で15°おきに走査した場合の指向性を計算した例をFig.4に示す。ここでは素子間隔を0.5λとし、移相器のビット数は3(最小設定可能位相量45°)と仮定している。指向性の表示は理想的な位相量を与えた場合の最大方向レベルで規格化してある。方位角方向の利得の変動は16素子正方配列が1dB、19素子正三角配列が0.8dBとほとんど差がない。しかし、 $\theta_0 = 60^\circ$ 方向の最大利得は前者では12.5dBi、後者では13.3dBiであり、19素子正三角配列のほうが0.8dBのマージンを期待できる。サイドローレベルに関して正三角配列の方が小さく、良好な結果となった。

次に素子間隔について検討する。アレーアンテナでは素子間隔が大きくなると、メインローブと同じ大きさで不要な方向にローブ(グレイティングローブと呼ぶ)が発生する。等間隔配列アレーアンテナにおいて、グレイティングローブが発生する走査角 θ_{max} と素子間隔 d の関係は次式で与えられる。

$$d = \frac{\lambda}{1 + \sin|\theta_{\text{max}}|}$$

正方配列では一番素子間隔が短いのはxおよびy軸方

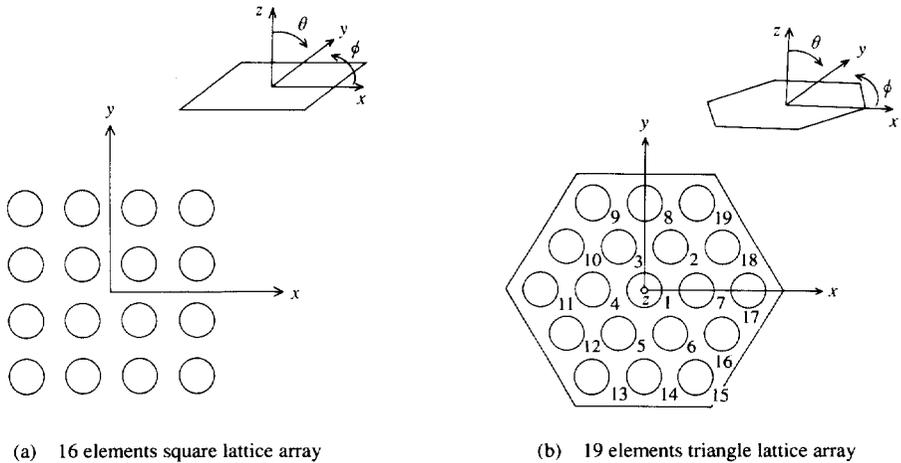


Fig.3 Typical arrangements of antenna arrays.

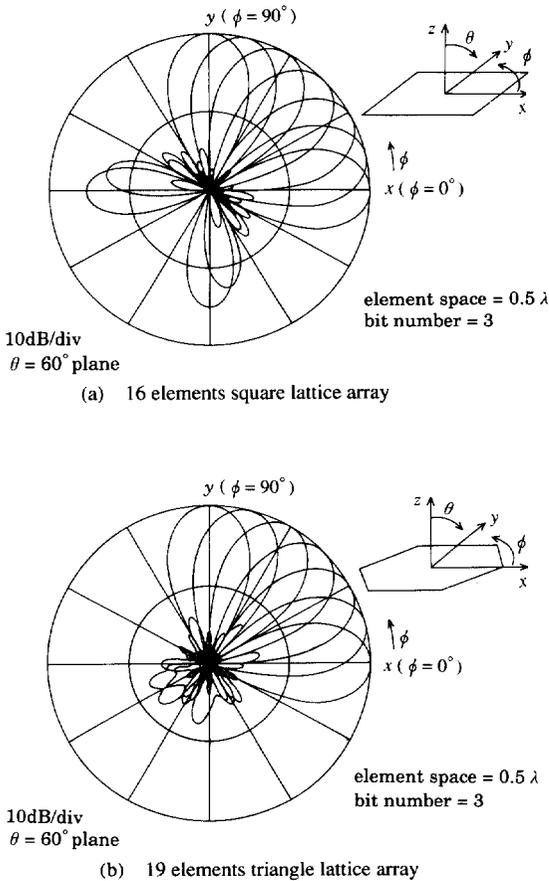


Fig. 4 Radiation patterns for two types of arrangements.

向である。走査角を $\theta_{max} = 60^\circ$ とすると素子間隔は 0.536 となる。正三角配列ではy軸方向が一番素子間隔が短くなるので、この長さが0.536 となればよく、この時、素子間隔は0.619 となる。よって、同じ走査角までビームを走査する場合、正三角配列の方が素子間隔を大きく取れる。素子間隔が小さくなるとアンテナ素子間の結合が大きくなりアレーアンテナ全体の利得が劣化することからできる限り大きい方がよいことになる。

以上の検討結果から、素子配列としては19素子正三角形配列とした。

3.3 移相器ビット数

移相器のビット数が小さいと移相量の量子化誤差が大きくなり、利得の低下、ビーム走査方向の誤差を招く原因となる。逆にビット数が大きいと滑らかに走査はできるが移相器の挿入損が増大し、アンテナの利得が低下する。そのため移相器のビット数はビーム走査特性が許容できる範囲で、できる限り小さくする必要がある。

まず、利得の低下量について検討する。 i ビットの移相器を使用した場合、最小設定可能位相量 B は $B = 2^{-i}$ であり、最大位相誤差は $\pm B/2$ となる。ここで、量子化位相誤差が区間 $\pm B/2$ で一様に分布していれば、走査アンテナの利得 G は平均的には、

$$G = \frac{2(1 - \cos B)}{B^2} \cdot G_0$$

で表される。 G_0 は量子化誤差を含まない場合の理想的な利得を表す。

次にビーム走査方向の誤差について考えてみる。どの程度細かくビーム走査ができるかという程度をグラニュラリティ (granularity) と呼ぶ。素子数 N の直線アレーアンテナの平均グラニュラリティはビーム幅 θ_{HP} で規格化し、

$$\frac{\Delta\theta}{\theta_{HP}} = \frac{1}{2^{i-1}N}$$

で表せる。

ビット数 i が 2, 3, 4 において、利得の低下 (G/G_0)、および $N=4$ の場合の平均グラニュラリティの計算結果を Table 2 に示す。この結果、ビット数が小さくなると、利得、平均グラニュラリティが劣化することがわかる。特に $i=2$ となると利得の低下が 0.9dB、またビームの半値幅を 25° とするとグラニュラリティが約 3% に劣化する。

以上の結果から、移相器のビット数は最低 3 ビットは必要と考えられる。なお、3.2 節での検討から移相器の損失は最大 1.5dB を目標として設計、試作を行う。移相器の構成等に関しては別報にて述べるのでここではふれないこととする。

3.4 給電回路

給電回路の構成は種々考えられるが概略以下の 3 通りがある。

アンテナ素子、移相器を送受共通に使用

アンテナ素子のみ送受共通に使用

アンテナ素子、移相器など送受分離し、ダイプレクサーを使用しない

では回路が簡単になるが、給電系の損失が G/T の悪化に直接影響する欠点がある。しかしコストは最も低くなる。では移相器の前に低雑音増幅器を挿入できるので移相器などの給電系の損失は問題にならない。

Table 2 Decrease of gain and average granularity.

Bit	G/G_0 (dB)	$\Delta\theta/\theta_{HP}$
2	-0.91	0.125
3	-0.22	0.063
4	-0.03	0.031

しかし、移相器の個数が 2 倍になるので小形化と低コスト化が必要である。は とほぼ同じ問題があり、またアンテナ素子数が増大するため小形化に向かない。ここでは小形化と回路の簡易化の点で有利な構成を取ることとする。ただしこの構成では給電系の低損失化が最も要求される。なお、3.2 節の検討は構成を前提に考えている。

次に給電振幅について検討する。各アンテナ素子に給電するための分配器としては、全ての素子に等分配する方法と、テーパー給電するため不等分配する 2 つの方法がある。給電振幅にテーパーをつけることでサイドローブが低減される。

19 素子正三角形配列のアレーアンテナについて給電振幅の影響を調べるため、 $\theta_0 = 30^\circ$ とし、 θ_0 を $30^\circ \sim 60^\circ$ の間で 15° おきに走査した場合の垂直面内の指向性を計算した。不等振幅給電の際のテーパーは中央の素子 #1 を基準に、#2 ~ 7 の各素子を -3dB、#8 ~ 19 の素子を -4.7dB とした (素子番号は Fig. 3(b) を参照)。計算の結果、等振幅給電の際のサイドローブレベルは -12dB 以下となった。また、不等振幅給電では走査方向 θ_0 が 45° 方向で -16dB となったが、他の方向では -25dB 以上とかなり改善されることがわかった。しかし、不等振幅給電を行うと 0.5dB 程度の利得低下があることも明らかとなった。

4. アンテナの製作と電気特性

4.1 全体構成

アンテナの開発を進めるに当たり、次の特徴を持つ 2 種類のアンテナを別々に試作することにした。

1) タイプ 1

・要求仕様を満足するだけでなく、より高性能な電気特性の実現をめざしたアンテナシステム

2) タイプ 2

・薄型、回路の簡素化をめざしたアンテナシステム

1)、2) の両方を兼ね備えたアンテナが望ましいが、開発期間の制約からこのような進め方をした。

これまでの検討結果から、開発する電子走査アンテナの構成を Fig. 5 のように決定した。アレーアンテナは 19 個のアンテナ素子からなり、アンテナ素子の中心間距離を 95mm (0.5 波長) とした正三角形配列を採用した。移相器は中央の素子には取り付けず、18 個の 3 ビット移相器を用いる。また、各素子の位相量は中央

の素子を基準に定めることとした。アレーアンテナ部分についてはタイプ1, 2で同じものを用いている。

自動車搭載用として構造上重要な点は、先にも述べたように薄型かつ軽量であることである。そこで、移相器も含め全体をできる限り薄型にするため、移相器の寸法をマイクロストリップパッチとほぼ同面積とし、#1のアンテナ素子を除く全ての素子の背面に接地導体面を共通にして移相器を貼り合わせる構造とした。分配器などの給電系は誘電体基板上の移相器を除く残りの部分に配置している。アンテナ全体はアンテナ素子層、移相器/給電回路層、および移相器のドライブ回路層に分けられ、各層は積層構造となっている。以上の構成および構造はタイプ1, 2共に同じである。一方、主な相違点は以下の通りである。

タイプ1では、高利得と高G/Tを実現するため、特に給電系の低損失化をはかり、PINダイオードを用いた線路切替型移相器を開発した。また、分配/合成器には等分配方式を採用し、マイクロストリップラインにより製作した。分配/合成器の損失は平均0.6dBで電力分配比は理論値に対して約 ± 1 dB以内の誤差であった。移相器の挿入損失は平均1dBで、給電系の総合的な損失は平均1.6dBとなった。

タイプ2では、バイアス回路やドライブ回路の大幅な削減が可能なFETを用いた移相器を開発した。また

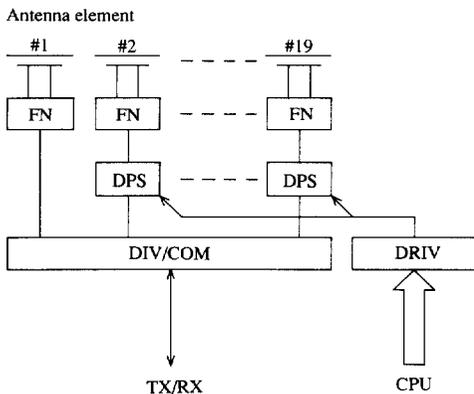


Fig. 5 Constitution of phased array antenna.

FN : Feeding network
DPS : Digital phase shifter
DIV/COM : Power divider and combiner
DRIV : Driver for phase shifter

給電系にはストリップラインを用いた不等分配方式を採用した。これにより積層構造とする際の給電層とドライブ層の層間を密着でき、より薄型化が可能となった。分配/合成器の損失および分配比誤差は平均1dBおよび約 ± 1.5 dB以内であった。移相器の挿入損失は平均1.7dBで、給電系の損失は平均2.7dBとなった。

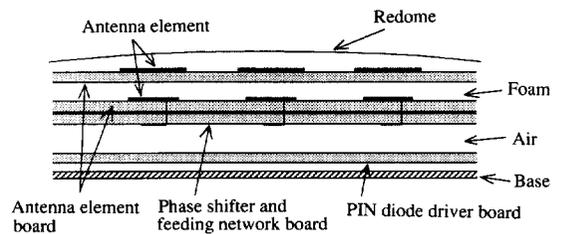
Fig.6にタイプ1, 2それぞれの層構造を示す。アレーアンテナ部分の厚さは約12mmである。給電・ドライブ層はタイプ1で約18mm, タイプ2で約11mmであり、タイプ1の約2/3にまで薄くすることができた。全体の重さは約3kgである。

Photo.1にタイプ1のアンテナの外観図を、Photo.2に自動車に搭載した様子(レドーム装着)をそれぞれ示す。

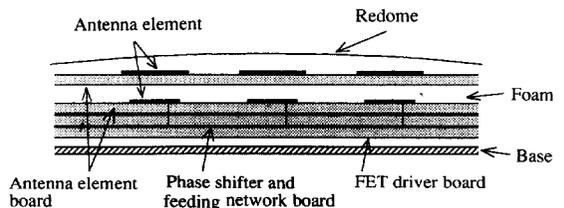
4.2 電気特性

4.2.1 素子間結合

アレー化した時の各アンテナ素子は素子間結合の影響により素子単体の時とは異なる指向性(素子指向性)を持つことが予測される。そこで、アンテナ完成時における総合利得およびビーム走査特性をより正確に推



(a) Type 1



(b) Type 2

Fig.6 Cross sectional views of phased array antenna.

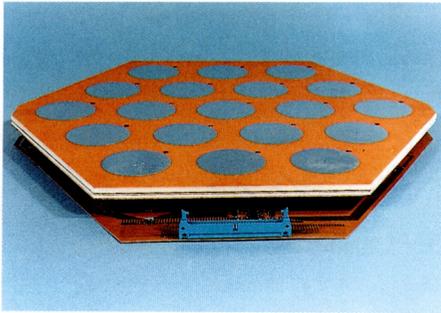


Photo. 1 Phased array antenna (Type 1).

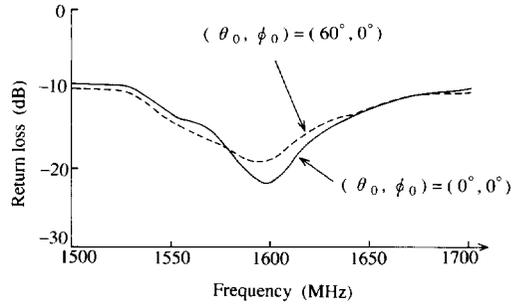


Fig.7 Return loss of phased array antenna.



Photo. 2 Phased array antenna with radome mounted on car roof.

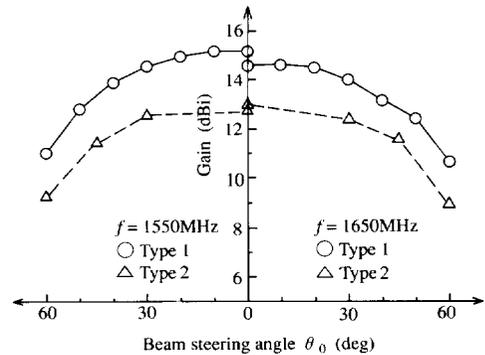


Fig.8 Antenna gain in direction of beam steering angle (θ_0, ϕ_0) . $(\phi_0 = 0^\circ)$

定するため、個々のアンテナ素子について素子指向性を測定した。

その結果、一番外側の素子 (Fig.3(b)の#17, 18など) のビーム幅は 85° であり素子単体のビーム幅 (約 70°) に比較的近いことが分かった。利得についても0.5dB程度の低下が見られただけであった。しかし、#1および#7のようにアレーの内部にある素子のビーム幅は 110° 以上でかなり広角になり、利得も1~2dB程度の低下が見られた。

4.2.2 総合的な反射損特性

タイプ1について、素子アンテナの位相が $(\theta_0, \phi_0) = (0^\circ, 0^\circ)$ および $(60^\circ, 0^\circ)$ の2つの方向でそれぞれのように移相器の移相量を設定したときの反射損特性を Fig.7に示す。走査角の違いにより反射損がわずかに変化しているが、これはビームを走査することによりアンテナ素子のインピーダンスが変化することと、移

相器の反射損が設定するビットにより若干異なるためである。使用周波数帯域内において、全走査角に対する反射損はタイプ1, 2共に - 12dB以下であった。

4.2.3 ビーム走査特性

$\phi_0 = 0^\circ$ 面内でビームを走査したときの走査角と走査方向の利得との関係を Fig.8に示す。縦軸は絶対利得 (dBi) で表してある。利得は天頂あるいはそれに近い方向で最大となっており、1550MHzでは約15.2dBi (タイプ1)、12.8dBi (タイプ2)、また1650MHzでは約14.7dBi (タイプ1)、13dBi (タイプ2) であった。タイプ1の結果から素子間結合による利得の低下を推定すると約2dBとなりほぼ見積値に一致した。タイプ1とタイプ2の利得の差は給電系の損失差と不等分配によ

る利得の低下分の単純和で与えられ、約1.6dB程度と推定されたが、実際には平均2dBとなった。

ビームを低仰角に走査するにしたがい素子指向性のパターンに依存して利得が低下する。 $\theta_0 = 60^\circ$ の方向でタイプ1が約10.5dBiとなるが、タイプ2では約9.1dBiとなる。ただし、不等分配にしたことによる利得の低下分、約0.5dBをタイプ2に加えれば9.6dBiとなり、タイプ2でもほぼ仕様を満足する特性が得られる。

4.2.4 水平面内ビーム走査指向特性

Fig.9は θ_0 を 60° 一定とし ϕ_0 を 0° から 90° まで 15° おきに变化させたときの仰角 30° ($\theta = 60^\circ$)の面内の指向性である。 $\phi_0 = 0^\circ$ のときの最大値により規格化して

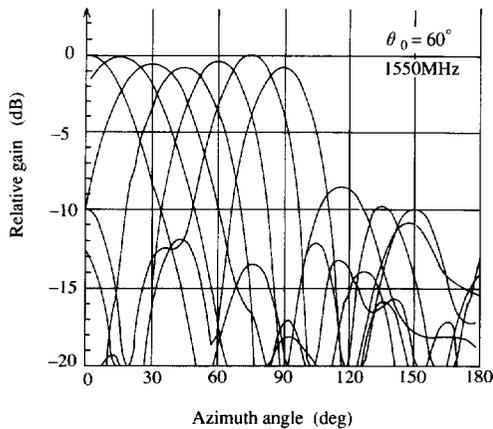


Fig.9 Beam steering performance in horizontal plane.
($\theta = 60^\circ$)

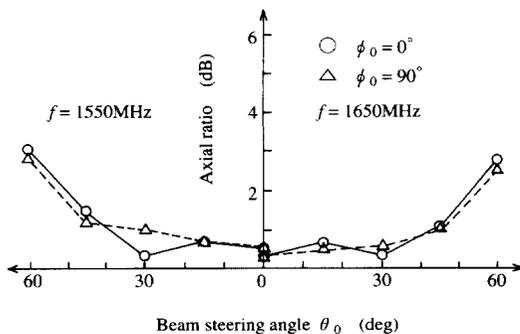


Fig.10 Axial ratio.

表してある。図は周波数が1550MHzのときの結果であるが1650MHzの場合にも同程度の結果となった。方位角方向の走査における利得の変動は約1dB以内と小さく、良好な結果が得られた。より高い仰角、例えば 45° では利得変動は約0.7dBとさらに小さくなることから、方位角方向の走査が中心となる自動車搭載用のアンテナとして十分な特性と思われる。

4.2.5 軸比特性

Fig.10にタイプ1のアンテナの軸比特性を示す。本電子走査アンテナでは広角の走査における軸比特性を改善するため、隣接するアンテナ素子の給電位置を一定の角度ずつ回転させるシーケンシャルアレーの方式を取り入れた。このことにより、軸比は $\phi_0 = 0^\circ \sim 40^\circ$ の範囲で1.5dB以内となり非常に良好な特性が得られた。 $\phi_0 = 60^\circ$ の場合でも3dB以下となり実際の使用において申し分のない特性となった。

軸比についてはタイプ1,2共にほぼ同様な結果となったが、不等振幅給電の効果によりタイプ2のほうが若干良好な結果であった。

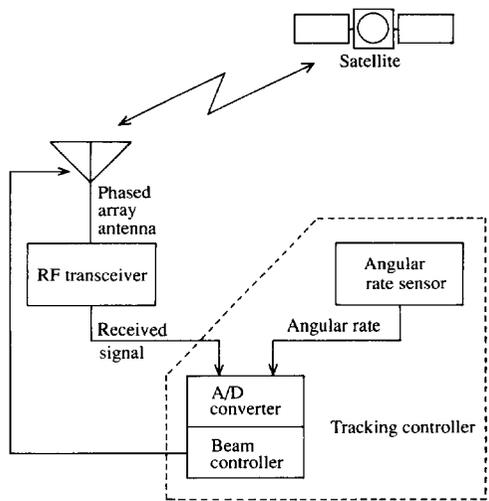
5. 追尾装置

自動車は走行方向が頻繁に変わることや、地上においては衛星からの電波が建物や樹木などにより遮へいされ、受信レベルが大きく低下することから、自動車における衛星の追尾は船舶や航空機の場合と比較し容易ではない。一般に追尾方式は、衛星からの電波の強度や位相を用いて制御を行うクローズドループ方式と、ジャイロなどの方位角情報により追尾を行うオープンループ方式の二つに大別される。従来から使われている追尾法であるステップトラック法¹⁰⁾はクローズドループ方式の一つであり、ビームの制御に受信電波の強度(受信レベル)情報を用いるが、ビームの方向を常時切り替えているため受信レベルが変動するという問題がある。ここではステップトラック法を基本に、さらに角速度センサーを組み入れた改良型の追尾装置を開発した。本章では特に自動車用として開発した追尾装置¹¹⁾について述べる。

5.1 構成

5.1.1 追尾装置の構成

Fig.11に追尾装置の構成を示す。受信機からの受信レベル信号と、角速度センサーからの車両の旋回角速度信号をA/Dコンバーターを使って読み込み、定めら



(a) Block diagram

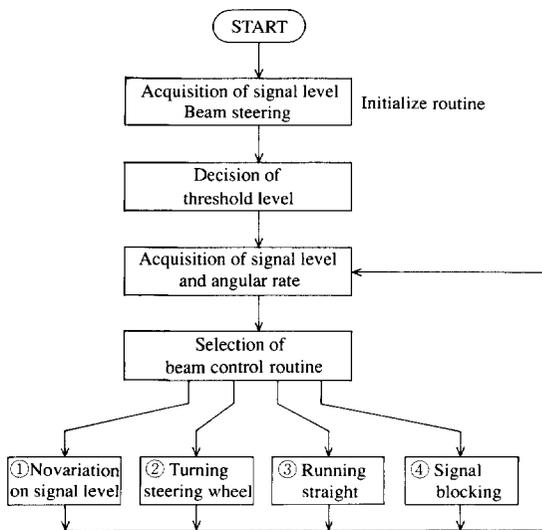


Fig.12 Flow chart of beam tracking control.



(b) Photograph of tracking controller

Fig.11 Beam tracking system.

れた手順にしたがってビームの制御を行う。本装置では、制御部にはA/Dコンバーター、タイマー機能などが組み込まれた8ビットワンチップマイコンを使用している。また、車両旋回角速度の検出に用いるセンサーは旋回方向がわかる程度の精度があれば良く、安価なものが利用できる。ここでは振動ジャイロを用いている。

5. 1. 2 追尾アルゴリズム

受信レベルを用いる追尾方式で問題となるのは、建造物等による電波の遮へいによって起こる受信レベルの低下である。建造物の種類、すなわち電柱、樹木、

建物などにより遮へいの状況が異なり、それぞれの状況に応じた追尾制御を行う必要がある。また自動車 - 衛星間通信では、回線のマージンがそれほど大きくないため、受信レベルのわずかな変動が伝送品質に大きく影響する。そのためビーム切替は、状況に応じて適切なタイミングで必要最小限行い、受信レベルの変動を可能な限り小さくすることが自動車用追尾装置として重要な課題となる。これらの条件を満たすため、2つの受信レベルのしきい値を設定し、受信レベルとしきい値の関係と車両の旋回状態から、状況に応じた制御を選択して追尾を行う方式を開発した。

Fig.12に水平面内の追尾制御の流れを示す。全方位角360°をあらかじめ定めたと一定間隔ごとにカバーする有限個のビーム方向を設定しておき、この内衛星に最も近い方向のビームに順次切替えることで衛星を追尾する。最初に、ビームを全水平方向に走査し、受信レベルが最も高くなる方向を衛星の初期方向とする（初期化）。衛星方向に向けたビームでの受信レベルを基準にして、追尾制御に用いる2つのしきい値である切替レベルと遮へいレベルを設定する。切替レベルは、現在のビームを隣のビームに切替えるべきかどうかを判断する値であり、遮へいレベルは、衛星からの電波が建物等で遮へいされたかどうかを判断する値であ

る。

追尾ルーチンでは、一定時間ごとに受信レベルおよび車両の旋回状態を調べ、その値に応じて以下に示す4つのビーム制御ルーチンから1つを選択して追尾を行う。

安定受信時：受信レベルが切替レベル以上である場合、現在のビーム方向を維持する。

車両旋回時：受信レベルが切替レベルを下回り、かつ車両が旋回中である場合、旋回方向に応じた隣のビームに切替える。

車両直進時：受信レベルが切替レベルを下回るが、直進中である場合は、一定時間現在のビーム方向を維持する。その後も受信レベルが回復しない場合は、現在のビームの両隣を走査しその受信レベルから旋回方向を決定し、適切な方向にビームを切替える。

電波遮へい時：受信レベルが遮へいレベルを下回った場合、車両の旋回角速度から旋回角を求め追尾を行う。遮へいが一定時間以上継続した場合は、さらにビームを全方向に走査し、再度衛星方向の初期化を行う。

追尾ルーチンにおける以下の各種設定値は、追尾装置があらゆる状況において適切に動作するかどうかを決定する重要なパラメータとなる。

(1) 切替レベルの設定値

設定値の大小により、追尾の安定性およびビーム切替時の受信レベルの変動幅が決まる。ここでは様々な走行環境での実験により最適値を決定した。

(2) 車両直進時の制御における再走査時間設定

車両直進時のビーム制御において、電柱や樹木などによる電波の遮へい時の再走査開始までの時間設定は、電柱や樹木による電波の遮へい距離と車両の走行速度から求めた遮へい時間より長く、かつビーム走査が遅くならないような最適値に設定する。

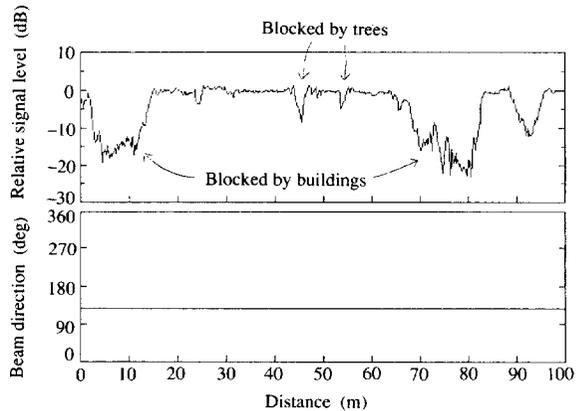
(3) 各ビームの利得差

開発した電子走査アンテナの仰角45°方向の利得変動は最大約0.7dBである。切替レベルが全ビーム共通な値である場合、利得が高いビームにおいて最大受信レベルと切替レベルとの差が大きくなり、ビーム切替の際の受信レベルの変動が大きくなる問題が生じる。そのため制御ルーチン、 θ 、 ϕ で用いる切替レベルを各ビーム方向の利得に応じて設定し、受信レベルの変動を小さくした。

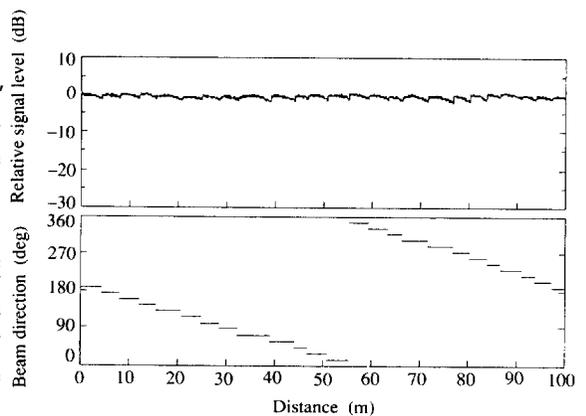
5.2 実験

開発したアンテナおよび追尾装置の動作特性を調べるため、実際にETS-V衛星を使って走行実験を行った。当所内に設置したパラボラアンテナおよび無線設備を用いて衛星に直接アップリンクし、衛星内のトランスポンダを介して戻ってくるダウンリンク信号を電子走査アンテナを搭載した車載局にて受信することにより種々の動作試験を行った。衛星は赤道にある静止衛星であり、その仰角は名古屋において約47°である。

Fig.13に追尾実験の結果を示す。図には、走行距離に対する受信レベルおよび水平面内のビーム方向を示す。Fig.13(a)は、建物や樹木による電波の遮へいがある



(a) Running on straight road with roadside trees and buildings



(b) Circularly running in unblocked area

Fig. 13 Received signal level and beam direction.

る場所を走行した場合である。Fig.13(b)は、衛星を見通すことが可能な場所で、円旋回走行を行った場合である。電波遮へい時にも衛星を見失うことなく、また遮へい終了時には直ちに受信を再開していることがわかる。さらにステップトラック法に見られる無駄なビーム切替がなくなったため、受信レベルの変動が小さく、正確な追尾ができることを確認できた。本アンテナおよび追尾装置を用いて数百kmにおよぶ走行実験を行った結果、追尾に関する問題はなく、実際の使用においても十分満足できるものであることが確かめられた¹²⁻¹⁵⁾。

6. まとめ

自動車に搭載することを目的とした衛星通信用電子走査アンテナの開発を行った。ここでは異なる2つの目標を設定し、対応する2種類のアンテナシステム(タイプ1,タイプ2)の開発を進めた。タイプ1では特に高性能な電気特性の実現をめざし、タイプ2では薄型、回路の簡素化をめざした。開発に際しては現在世界的に計画されている移動体衛星通信システムの仕様を目標にした。タイプ1ではこれらの仕様を満足するだけでなく、これまでに発表された他のアンテナシステムを越える十分な性能を達成できた。通信回線における余裕が増大し、通信品質が改善されるだけでなく、陸上衛星間通信に特有の遮へい問題にも影響されにくくなる利点がある。一方、タイプ2では要求利得を若干下回る結果となった。しかし、FETの利用は移相器の小形化や低電力化に役立つものであり、移相器用として最適なオン/オフ特性を持つFET素子およびそれを用いた移相器を開発し、それをアンテナシステムに組み込むことでタイプ1に比べ構造の簡素化と薄型化がさらに可能であることの見通しをつけることができた。

自動車での衛星通信ではアンテナだけでなく、追尾方式/装置も大変重要な技術課題であり、追尾型電子走査アンテナシステムの一構成要素として同時に開発を行った。そして2年間にわたり、実際に技術試験衛星5型(ETS-V)を用いた走行実験を行い、アンテナシステム全体の評価と追尾装置の改良を行った。その結果、追尾機能を有するアンテナシステムとして自動車での実際の使用に十分供することができることを確認できた。

参 考 文 献

- 1) 斎藤成文, 宮内一洋: "衛星通信の現状とその動向", 電子通信学会論文誌(B), 69-B-11(1986), pp. 1169 ~ 1179
- 2) "移動体衛星通信実験特集号", 通信総合研究所季報, Vol. 36(1990), 173p.
- 3) Wagg, M.: "MOBILESAT, Australia's Own", Int. Mobile Satellite Conf., (1990), pp.3 ~ 7
- 4) Wachira, M.: "Domestic Mobile Satellite System in North America", Int. Mobile Satellite Conf., (1990), pp.19 ~ 27
- 5) Huang, J.: "L-Band phased array antennas for mobile satellite communications", 37th IEEE Veh. Technol. Conf. Record, (1987), pp. 113 ~ 117
- 6) 大森慎吾, 三浦秀一, 鈴木康夫, 宮野憲明, 千葉胤昭: "円偏波マイクロストリップアンテナを用いた電子走査アンテナ", 電子通信学会技術報告, AP81-104, (1981), pp. 49 ~ 54
- 7) 西川訓利, 佐藤和夫, 藤元美俊: "自動車搭載衛星通信用電子走査アンテナ", 電子情報通信学会論文誌 (B II), 72-BII-7(1989), pp. 323 ~ 329
- 8) 佐藤和夫, 西川訓利, 藤元美俊: "衛星 - 自動車間通信用電子走査アンテナ", 電子情報通信学会技術報告, AP88-117, (1989), pp. 105 ~ 108
- 9) Nishikawa, K., et. al.: "Phased Array Antenna for Land Vehicle Satellite Communications", IEEE Denshi Tokyo, No.29, (1990), pp. 87 ~ 90
- 10) アンテナ工学ハンドブック, 電子通信学会編, (1980), pp. 184 ~ 185, オーム社
- 11) 平子智明, 佐藤和夫, 山田直之, 渡辺俊明, 西川訓利, 三河俊正: "車載衛星通信用アンテナ追尾システム", 1991年電子情報通信学会秋季大会講演論文集, No. B-116, (1991), p. 2-116
- 12) 佐藤和夫, 西川訓利, 平子智明: "車載電子走査アンテナによる受信実験", 1990年電子情報通信学会春季大会講演論文集, No. B-139, (1990), p. 2-139
- 13) 平子智明, 佐藤和夫, 山田直之, 渡辺俊明, 西川訓利, 三河俊正: "自動車衛星間伝搬 - フェード/ノンフェードデュレーションの特性", 1991年電子情報通信学会春季大会講演論文集, No. B-246, (1991), p. 2-246
- 14) 佐藤和夫, 平子智明, 山田直之, 渡辺俊明, 西川訓利, 三河俊正: "自動車衛星間伝搬 - 見通し場所率特性", 1991年電子情報通信学会春季大会講演論文集, No. B-245, (1991), p. 2-245
- 15) 佐藤和夫, 平子智明, 山田直之, 渡辺俊明, 西川訓利, 三河俊正: "自動車衛星間伝搬特性の測定", 電子情報通信学会技術報告, AP91-59, (1991), pp. 53 ~ 66

著者紹介



西川訓利 Kunitoshi Nishikawa
 生年：1953年。
 所属：情報通信研究室。
 分野：車載電子機器の電波障害，車載アンテナの数値解析，移動体通信用アンテナの設計開発などに関する研究。
 学会等：電子情報通信学会会員。
 1984年度IEEE-VTS年間優秀論文賞受賞。
 工学博士。



佐藤和夫 Kazuo Sato
 生年：1962年。
 所属：情報通信研究室。
 分野：陸上および衛星通信用車載アンテナに関する研究と開発。
 学会等：電子情報通信学会会員。



平子智明 Tomoaki Hirako
 生年：1962年。
 所属：情報通信研究室。
 分野：衛星通信用車載アンテナおよびアンテナの数値解析に関する研究と開発。
 学会等：電子情報通信学会会員。



藤元美俊 Mitoshi Fujimoto
 生年：1964年。
 所属：情報通信研究室。
 分野：移動通信用アンテナ，特にアダプティブアレーアンテナに関する研究と開発。
 学会等：電子情報通信学会会員。



加藤貴敏 Takatoshi Kato
 生年：1961年。
 所属：化合物半導体研究室。
 分野：GaAs電子デバイス及びそれを用いた高周波モジュールの研究・開発。
 学会等：応用物理学会，電子情報通信学会会員。



田中雄一 Yuichi Tanaka
 生年：1961年。
 所属：化合物半導体研究室。
 分野：化合物半導体を用いた高温動作デバイス，高周波デバイス，量子効果デバイスの研究開発。
 学会等：応用物理学会，電子情報通信学会会員。