

## 進行波励振ミリ波平面アレーアンテナ

榊原久二男<sup>†a)</sup>

Planar Array Antennas with Travelling-Wave Excitation in Millimeter-Wave Band

Kunio SAKAKIBARA<sup>†a)</sup>

あらまし ミリ波の周波数帯において指向性走査可能な平面アンテナが望まれている。本論文では、ミリ波の代表的な二つの平面アンテナである導波管アンテナとマイクロストリップアンテナについて、開発した平面アンテナを紹介する。ペンシルビームが必要な機械走査型アンテナに適した二次元導波管アレーアンテナと、複数のサブアレーの配列からなる電子走査方式のサブアレー平面アンテナ用に、導波管アレーアンテナとマイクロストリップコムラインアンテナについて開発した例を示す。これらについて、各放射素子で反射特性を低減することが、特性の向上・設計自由度の拡大に有効であることを示す。また、これらのアンテナについて低損失に給電する構造を示すと同時に、片端から給電するよりも、中央から給電する方が、周波数帯域幅が広がることを示す。更に、これらのアンテナ実現のためのキーとなる進行波励振アレー設計技術について解説する。

キーワード ミリ波, アレーアンテナ, 平面アンテナ, 導波管アンテナ, マイクロストリップアンテナ

## 1. ま え が き

近年の無線利用の急速な普及に伴い、周波数資源開発を目的として、ミリ波の電波利用が1990年ごろから促進されてきた。ところが、ミリ波デバイスのコストが高い問題や、見通し外通信が困難というミリ波の電磁波特有の伝搬特性の問題から、なかなか実用化が進まなかった。しかし、自動車レーダにおいて、装置の大きさが小形で、かつ100~200メートルの検知距離、高い分解能が要求されるため、装置の大きさに大きく影響するアンテナが小型で高利得、狭いビーム幅を実現できるミリ波の電波の利用が必須となり、2000年代に入り、実用化が始まった。更に、近年の大型平面テレビの普及により、映像の高精細化が進み、MIMOやUWBなどの信号処理技術だけでは実現が難しいギガビット無線通信の実用化へ向け、見通し外通信が難しいというミリ波の本質的な問題は解決できていないものの、近距離大容量通信の用途で、通信の分野においても、ミリ波帯の普及が見込まれ、IEEE802.15.3c

による標準化や、WirelessHDなどの規格が生まれてきている[1]~[4]。

自動車レーダの方位検出や、子局の位置が特定されない1対多の通信システムにおける親局については、ビーム走査の機能を有するアンテナが必要とされている。しかも、装置を小形にするため、薄型である平面アンテナが求められている。アンテナのビーム走査方式には、大きく分けて、ビーム切換方式[5]、機械走査方式[6]、フェイズドアレー、デジタル信号処理方式[7]の四つの方式がある。なお、ここでは、水平面一次元ビーム走査を考える。ビーム走査する面と垂直な面のビーム幅は、要求されるアンテナ利得と、許容されるアンテナ長との優先の度合いに応じて決まる。

ビーム切換方式は、レンズアンテナの一次放射器を切り換える方式がよく用いられるが、平面アンテナでビーム切換を実現する場合、異なる指向性角を有する複数の平面アンテナを配列することになり、開口面の有効利用という点では不利である。機械走査方式の場合には、固定ビームのアンテナを、必要な走査角度範囲だけ、機械的に方位方向の回転を繰り返すことで指向性走査を実現する方法が最も簡易な方法であるが、機構を工夫することで、機械的に一次放射器の位置を変化させることでビーム走査を実現した機械走査方式も開発されている。この方式に平面アンテナを適用す

<sup>†</sup> 名古屋工業大学大学院工学研究科情報工学専攻, 名古屋市  
Computer Science and Engineering, Nagoya Institute of  
Technology, Gokiso-cho, Showa-ku, Nagoya-shi, 466-8555  
Japan

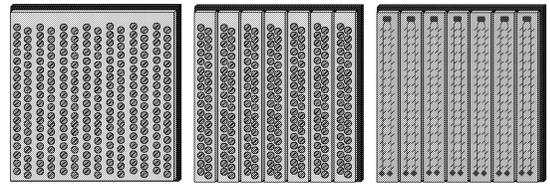
a) E-mail: sakaki@nitech.ac.jp

る場合、開口面の大きい二次元ペンシルビームのアンテナが必要となるため、二次元アレーアンテナの給電回路を、低損失かつ簡易な構成で実現できるアンテナである必要がある。一方、フェイズアレーとデジタル信号処理方式は、ともに複数のサブアレーから構成されており、受信信号を回路レベルで合成する電子走査方式である点で共通しているが、前者は高周波回路段で合成するのに対し、後者はデジタル信号処理回路段で合成するという点で異なる。機械走査方式のペンシルビームアンテナと比較して、電子走査方式のサブアレーは利得が低いので、給電線路が長くないため、70 GHz 帯で 0.3 dB/cm と比較的損失の大きいマイクロストリップ線路のような伝送線路で給電するアンテナでも問題になりにくい。このように、ビーム走査方式によって、それを構成するアンテナに要求される特徴が異なるため、どの構成にも最適なアンテナがあるわけではなく、要求性能から決められるビーム走査方式や許容されるアンテナの大きさや重さ、コストに応じて、複数のアンテナの中から選択する必要がある。

本論文では、ミリ波帯で開発が進められている平面アンテナのうち、これらの用途に適したアンテナとして、マイクロストリップコムラインアンテナと導波管スロットアレーアンテナについて紹介する。更に、これらのアンテナの実現に不可欠なキーとなる技術である進行波励振アレー設計技術について示す。最後に、これらを開発した実験結果を示す。

## 2. 平面アレーアンテナの高利得化技術

ミリ波の周波数帯で高利得なアンテナを構成する場合は、給電線路による伝送損が大きくなるため、いかに低損失に開口面全体を励振するかが重要である。その点で、レンズアンテナや反射鏡アンテナなどのように、空間からなる給電回路で電力を開口面全体に分配する方法が低損失で有利である。しかしながら、これには奥行を伴う空間が必要となるため、薄型化をねらった反射鏡型の平面アンテナ [8] も開発されているが、薄型化には限界がある。薄型化の要求にこたえるミリ波平面アンテナには、開口面の隅々まで電力を給電するための伝送線路で分類され、マイクロストリップアンテナ、トリプレートパッチアンテナ [9], [10]、導波管アンテナ、NRD (Non-Radiative Dielectric) ガイド漏れ波アンテナ [11]、誘電体スラブ漏れ波アンテナなどがある。トリプレートアンテナは多層構造であ



(a) 2次元導波管平面アンテナ (b) サブアレーからなる電子走査型導波管平面アンテナ (c) サブアレーからなる電子走査型マイクロストリップ平面アンテナ  
(a) Two-dimensional waveguide planar antenna (b) Waveguide planar antenna composed of sub-array (c) Microstrip planar antenna composed of sub-array

図 1 三つの平面アンテナ構成

Fig. 1 Configurations of three planar antennas.

るが、伝送損が小さいためミリ波でも高利得のアンテナが実現可能となり、自動車レーダなどにも実用化されている。また、NRD ガイドについても、一般的なシステムに必要なほとんどのミリ波帯高周波回路が開発されており、様々な無線システムが NRD ガイド系だけで構成可能なレベルにまで達している [12]。ミリ波平面アンテナの中でも注目すべきなのは、ややコストの高い誘電体材料を用いる必要はあるが、ミリ波の周波数帯域では超高効率のミリ波平面アンテナが、誘電体スラブ漏れ波アンテナによって開発されており、その設計技術はほぼ完成に至っている [13]。

これらの選択肢のうち、あらゆる用途に最適なアンテナは存在せず、用途に応じて、適したアンテナを選択する必要がある。では、何種類のアンテナが必要かといえば、マイクロストリップアンテナと導波管アンテナという正反対の特徴をもつ二つのアンテナを用途に応じて使い分けることにより、かなりの用途を網羅することができる、筆者は考えた。この理由から、筆者らはこれまでに、マイクロストリップアンテナと導波管アンテナの設計技術の開発を進めている。開発中のアンテナの形態を図 1 に示し、それらの特徴について表 1 にまとめている。

現在、一般的になってきたアレー信号処理方式が導入される以前に用いられていた、機械走査方式に適したペンシルビームを有する平面アンテナを実現する上で、マイクロストリップ線路は伝送損が大きいため、マイクロストリップアンテナでは給電線路が長くなると、給電損が大きくなり、効率が急激に低下するという問題がある。このため、ミリ波帯での高利得な二次元アレーには、あまり適さない。一方、導波管アレーアン

表 1 三つのアンテナの特徴  
Table 1 Features of three antennas.

図 1	(a)	(b)	(c)
アンテナの種類	導波管 アンテナ	導波管 アンテナ	マイクロストリップ アンテナ
アンテナ効率 の高め方	導波管 で給電	導波管 で給電	サブアレーが 低利得
コスト	低コスト製造 技術必要	低コスト製造 技術必要	安価
ビーム 走査方式	機械	電子	電子
角度 分解能	ビーム幅に 限定	信号処理 で高分解 能も可能	信号処理 で高分解 能も可能

テナは、給電線路が長くなっても給電損が小さいため、利得が低い平面アンテナだけでなく、図 1 (a) に示すような、素子数が多く開口面が大きいアンテナでも、給電損が問題になりにくい。近年は、射出成形 [14] や微細加工による積層薄板の拡散接合 [15] などの簡易な方法で生産可能な給電構造や、プリント基板に導波管伝送線路を構成する方法 [16] など、簡易な構成の給電回路も提案されており、高利得な用途に有効な方式であるといえる。しかし、近年、要求される角度分解能の上昇に伴い、アレー信号処理による電波到来方向推定技術が一般的となってきており、図 1 (b) や図 1 (c) に示すような、複数のサブアレーから構成される電子走査型の平面アンテナが必要とされてきている。そのうち、アンテナ効率を高めるためには、図 1 (b) に示す導波管スロットアンテナを用いるのが有効である。一方、前述したように、マイクロストリップアンテナは、高利得化のために開口面を大きくすると、給電損が上昇し、効率が低下してしまう問題があるが、導波管アレーアンテナなどと比べて構造が簡易でコストが低い長所が生きるため、高利得が要求されない電子ビーム走査用のサブアレーアンテナの用途に、有力な候補となり得る。近年は、ビーム幅より細かい分解能を実現可能な電波到来方向推定信号処理技術が開発されるとともに、ミリ波デバイスのコストが低下していることから、電子走査方式はシステムの性能において有利である上に、回路規模が大きくてもデバイスのコストが問題にならなくなりつつあり、図 1 (b) に示す導波管アンテナだけでなく、図 1 (c) に示すマイクロ

ストリップアンテナも有力な候補となり得る。

これら、導波管やマイクロストリップ線路でアレーアンテナを低損失に給電するには、給電線路の長さが短く、簡易な構造で実現できる点で、並列給電よりも直列給電が優れている。その一方で、直列給電アンテナは、正面方向に指向性を有するように、伝送線路の 1 波長間隔でアレー放射素子を配列すると、周波数変化に対して最大放射方向が正面からずれて利得が低下することになる。その結果、利得の周波数帯域幅が狭くなるという問題がある。また、給電回路は簡易な構造であるが、各素子の設計がすべて異なるので、高度な設計技術が要求されるという設計上の課題がある。一方、並列給電方式の設計では、単に 1 素子を設計し、それと同じ放射素子を配列する簡易な設計でアンテナができるが、給電回路の構造が複雑になるという問題がある。このように、直列給電と並列給電にはそれぞれ、異なる長所と短所を有するため、使い分けたり、バランス良く併用したりすることが求められる。そこで筆者らは、これまでに、並列給電用の簡易な給電回路や、直列給電用の進行波励振アレー設計技術の開発を進めてきた。

これまでに開発した、導波管給電アレーアンテナとマイクロストリップコムラインアンテナについて、その設計技術を次章以降に示す。導波管アレーアンテナについては、機械走査方式に適用可能な二次元アレー構成 [17] と、これと同等の開口面を有する電子走査方式のアンテナを分割した複数のサブアレーに適用可能な、図 1 (b) に示すような縦長のアンテナの設計 [18], [19] について示す。マイクロストリップアンテナについては、高利得化は難しいが、低コスト化には期待が大きいので、電子走査方式のサブアレーに適用可能な 20 dBi 程度の低利得な設計例について示す [20] ~ [22]。

### 3. 導波管スロットアレーアンテナ

進行波励振導波管スロットアレーアンテナのうち、典型的なものは、導波管の広壁に放射スロットが切られている [23]。シリーズスロットアレーは、管軸と平行な電流を切るようにスロットが開けられており、その中でも特に典型的なものは上記の文献にあるように、広壁の中央に  $1/2$  管内波長間隔で、管軸に対して互い違いの角度でスロットが配列され、その角度で放射量を制御している。この場合、管軸と平行な向きの偏波はキャンセルされ、アレー全体としては、管軸と垂直

な向きの直線偏波となる．一方、管軸に垂直な電流により励振されるシャントスロットアレーは、管軸と平行な向きのスロットが、広壁の中心軸から所定の長さだけ、1 素子おきに逆方向へオフセットするように配列され、そのオフセット量で放射量を制御している．この場合には、管軸と垂直な偏波だけが存在し、アレー全体としても、管軸と垂直な向きの直線偏波となる．また、スロットが狭壁に切られたアンテナも、古くから開発されており、文献 [23] に紹介されている．これに関しても、導波管狭壁上に、管軸と垂直な向きから、1 素子おきに互い違いの角度となるように配列され、その角度により放射量を制御している．その結果、管軸と垂直な向きの偏波は隣り合う素子ごとにキャンセルされ、アレー全体としては、管軸と平行な向きの偏波となる．導波管の管内波長は、一般に、自由空間波長よりも長いので、 $1/2$  管内波長間隔とすることで、グレーティングローブが発生しない素子間隔となっている．これまでに、 $1/2$  管内波長間隔の素子間隔で配列しながら 45 度偏波を実現する手法について理論検討がされているが [24]、現実的に、このスロット配列は難しく、一般的には、素子間隔が  $1/2$  管内波長となる導波管スロットアレーアンテナで、管軸と垂直か平行な偏波以外の任意の角度の偏波を実現することは難しい．

自動車レーダに要求される斜め 45 度直線偏波など、アンテナの設計において任意の向きの偏波を実現するには、所望の向きの偏波となるように、すべてのスロットを  $1$  管内波長間隔で同一の向きに配列する必要がある．このような場合であってもグレーティングローブが発生しない方法としては、導波管内部に誘電体を充てんする方法がある [23], [25]．更にこれに、製造の容易さを両立させた構成方法として、プリント基板にスルーホールを配列し、基板の上下金属板を広壁として、スルーホールを狭壁として利用し、擬似的に方形導波管を構成した開発例がある [16]．内部に誘電体が満たされているので、管内波長は自由空間波長よりも短くでき、グレーティングローブの発生を制限することが可能となる．また、プリント基板で構成されているため、低コスト化が期待できる．誘電体損の低い材料を用いる必要があるとか、薄いプリント基板で構成すると銅損が増加するとか、スルーホールをたくさん配列する必要があるという問題があるものの、高利得なミリ波平面アンテナを実現するのに有効な選択肢の一つである．

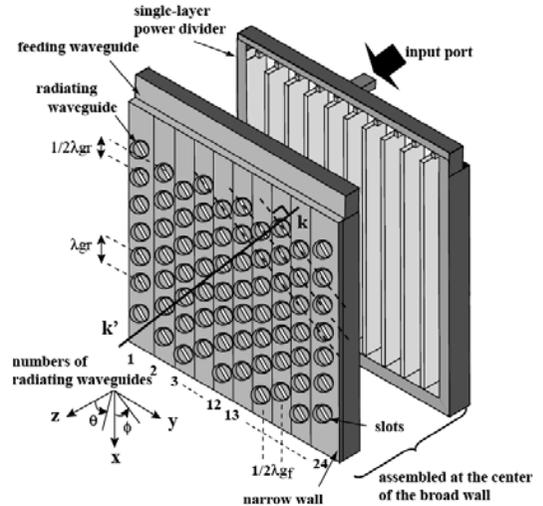


図 2 高利得二次元導波管アレーアンテナ  
Fig. 2 High-gain two-dimensional waveguide array antenna.

その一方で、これらの問題を回避する方法として、中空導波管を用いながらもグレーティングローブ発生の問題を解決する方法が提案されている [17]．金属で中空導波管の構造を実現するためには、二つの構造を張り合わせる必要がある．ところが、導波管の広壁にスロットを切った場合には、一つの広壁にスロットを切ったスロット板を、溝構造に張り合わせることで導波管構造を形成することとなる．広壁の両端は、導波管の長手方向と垂直な方向の電流が大きく、張合せ部分で電気的な接触が不十分だと、伝送損が大幅に増加するという問題がある．そこで、狭壁にスロットを切り、広壁の中央で張り合わせる構造を提案している．導波管広壁の中央では、管軸と垂直な方向の電流が、理論上、ゼロであるため、張合せ箇所に電気的な接触が不十分であっても、損失の増加は小さい．狭壁スロットアンテナで、グレーティングローブが発生しないためのアンテナ設計を以下に示す．

### 3.1 二次元平面アレーアンテナ

45 度偏波の狭壁スロットで、グレーティングローブが発生しない二次元アレーアンテナを開発したので、その構造について説明する．構造を図 2 に示す．すべてのスロットは、放射導波管狭壁の中心軸上に、管軸から 45 度傾けて配列されている．放射導波管は 24 本配列され、1 本の給電導波管から励振されている．グレーティングローブが発生しないための、以下の工夫が取り入れられている．

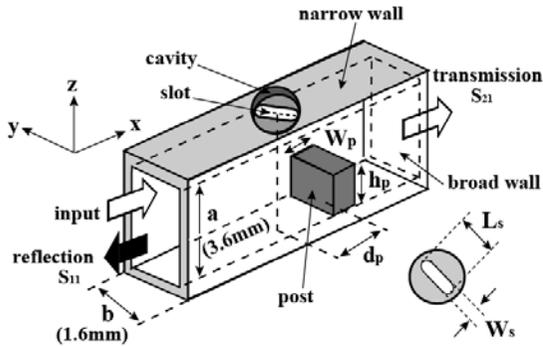


図 3 誘導性壁付きスロット  
Fig.3 Inductive-wall-loaded slot.

放射導波管の間隔が、給電導波管の管内波長の  $1/2$  となるように、給電導波管の広壁幅を調整し、管内波長を設計している。このとき、隣り合う放射導波管は逆相で給電されるため、同相で励振されるためのスロット配列は、隣接する導波管で進行方向に  $1/2$  管内波長ずれた三角配列となる。これにより、1列ではグレーティングローブが発生していた  $xz$  面指向性について、 $x$  方向の素子間隔が、1列の場合の  $1/2$  の長さになるため、グレーティングローブが発生しない。その結果、グレーティングローブが発生し得るのは、斜め方向の素子配列に対して垂直な  $k-k'$  方向となる。 $k-k'$  方向の素子間隔が短くなるように、狭壁スロットとすることで  $y$  方向の間隔を短くすると同時に、放射導波管の管内波長を短く設計することで、 $x$  方向の間隔を短くしている。放射導波管の管内波長を短くするために放射導波管の広壁幅を、高次モードが発生しない限界である  $1/2$  自由空間波長まで広く設計すると、スロット近傍の電力密度が小さくなり、結合量（スロットからの放射電力/スロットへの入射電力）が減少してしまう問題が発生した。そこで、放射素子として、誘導性壁付きスロットを提案している。その構造を図3に示す。片方の狭壁にスロットを切り、これと対向する側の狭壁に誘導性壁を設ける。導波管を伝搬する電力がスロット近傍に集中するため、スロット近傍の電力密度が大きくなり、結合量が増加する。更に、スロットからの反射波の振幅が、誘導性壁からの反射波の振幅と同じ大きさとなるように、誘導性壁の大きさを設計し、スロットからの反射波の位相が、誘導性壁からの反射波の位相と逆相となるように、誘導性壁の位置を設計することで、スロットからの反射波と誘導性壁からの反射波が打ち消し合うことになり、

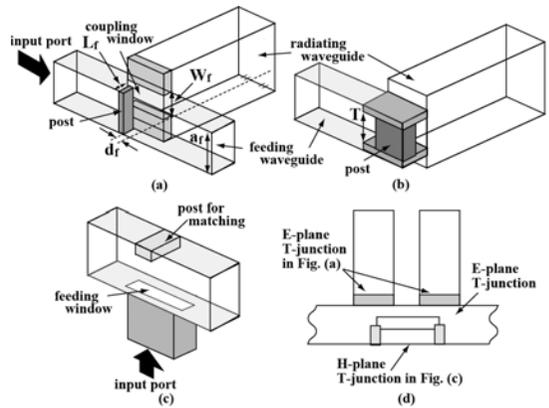


図 4 高利得二次元導波管アレーアンテナの給電回路  
Fig.4 Feeding circuits of high-gain two-dimensional waveguide array antenna.

誘導性壁付きスロット素子の反射特性が改善される。一般的な導波管スロットアレーアンテナである、シリーズスロットアレーやシャントスロットアレーでは、各素子に反射抑圧の機能がないため、ブロードサイドビーム設計で素子間隔をちょうど  $1/2$  管内波長間隔とすると、反射波も給電点において同相で合成され、反射特性が劣化する問題があった。これを解決するため、一般に、ビームチルト設計をして、素子間隔を  $1/2$  管内波長からずらす [23]。進行波励振設計では、正面方向への放射と、給電点での反射波の合成は 1 対 1 に対応し、両者の増減はおおむね互いに一致するため、正面方向が指向性のヌルに一致するように設計すると、各素子からの反射波の位相が、給電点で打ち消し合い、反射特性が改善される。特定の周波数だけの反射特性改善を考えれば、正面方向が第一ヌルと一致するように素子間隔を設計すればよいが、周波数帯域も考慮する場合には、正面方向が第二ヌル、第三ヌルに一致するように設計することで、周波数変化に対する反射特性の劣化は小さくなる。ところが本設計においてビームチルト設計を適用すると、アレーの可視領域が変化し、メインビームがチルトしたのと逆方向のグレーティングローブが可視領域に接近して、その一部のレベルが上昇するという問題があるため、ビームチルト設計による反射特性の改善が適用できない。それゆえ、本設計には、素子単体に反射特性を改善する機能が必須であり、誘導性壁付きスロット素子が有効である。

24 本すべての放射導波管に、隣同士で互いに逆相で給電するよう、給電回路を設計した。給電回路の構成部品を図4に示す。給電導波管の中央から、図4(c)

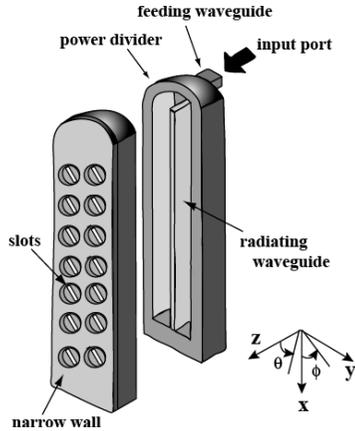


図 5 電子走査サブアレー用端給電 2 列導波管アレーアンテナ  
Fig. 5 Two-line waveguide array antenna for sub-array of electric beam-scanning antenna.

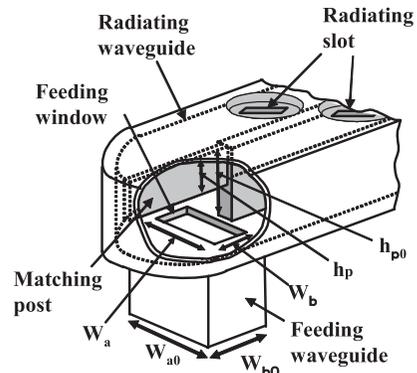


図 6 電子走査サブアレー用端給電 2 列導波管アレーアンテナの給電回路  
Fig. 6 Feeding circuit of two-line waveguide array antenna for sub-array of electric beam-scanning antenna.

に示す H 面 T 分岐により給電される。2 分配された電力は互いに逆方向へ伝搬し、給電点に近い側の放射導波管から順に、図 4 (a) に示す E 面 T 分岐を通して進行波励振する。進行波励振設計では、各 T 分岐において、結合量を制御する必要がある。E 面 T 分岐では、結合窓幅を調整することで結合量を制御し、ポスト長を調整することで反射が最小になるように設計している。端の放射導波管を給電する E ベンドでは、ポストの寸法を調整することで反射量を低減し、上下の絞り幅を調整することで、給電位相を制御している。入力ポートの H 面 T 分岐と、最も近接する中央二つの放射導波管を給電する E 面 T 分岐は、非常に近接しているため、高次モードを考慮した最適化が不可欠であり、図 4 (d) に示す一体の解析モデルで電磁界解析し、寸法を最適化している。

### 3.2 電子ビーム走査方式用サブアレーアンテナ

電子走査のサブアレーに適した導波管スロットアレーアンテナを設計した。端給電のアンテナ構造を図 5 に示す。二次元アレーは 24 本の放射導波管数であったが、本アンテナの放射導波管は 2 本である。放射系の設計は前節と同じで、給電回路のみが異なる。端給電用給電回路を図 6 に示す。2 本の放射導波管の広壁同士が合わさるように並べ、片方の狭壁にスロットを設ける。本アンテナについても、三角配列のすべてのスロットを同相で励振するために、2 本の放射導波管を逆相で励振する。導波管の片端で 2 本の導波管を接続し、スロットと対向する側の狭壁に、標準導波

管 WR-12 (3.1 mm × 1.55 mm) を接続し、入力ポートとした。入力ポートの対向する位置にポストを設け、その長さを調整することで、インピーダンス整合をとっている。

片側給電の進行波励振アレーアンテナでは、簡易な給電構造であるという利点があるものの、スロット間隔を 1 管内波長間隔としているため、周波数が変化すると管内波長が変化し、ビーム方向が傾き、正面方向の利得が低下する。その結果、動作周波数帯域幅が狭くなるという問題がある。一方、並列給電方式では、周波数変化による特性劣化が小さいものの、損失が大きくなるとか、給電回路構造が複雑になってしまうという問題がある。そこで、この問題を低減するために、進行波励振と並列給電をバランス良く組み合わせた部分並列給電方式を提案している。これにより、広帯域と簡易な構造を両立する。進行波励振方式と並列給電方式の両方を併用した構造を図 7 に示す。中央背面入力ポートから 2 分配され、最前面にある二つの導波管スロットアレーに給電している。それぞれ、2 列の導波管スロットアレーの中央から、2 列同時に 4 分配非対称給電回路を介して給電する。両者の中央給電回路の上部は、ややスロット間隔が広いので、サイドローブレベル上昇が懸念されるが、テイラー分布設計することにより低減している。アンテナ全体でテイラー分布設計するために、内側 3 素子と外側 3 素子で放射の異なるアレー設計とし、更に、両者の放射の総量が異なるため、4 分配給電回路を非対称電力分配設計している。このとき、スロットの交互配列で同相励振とな

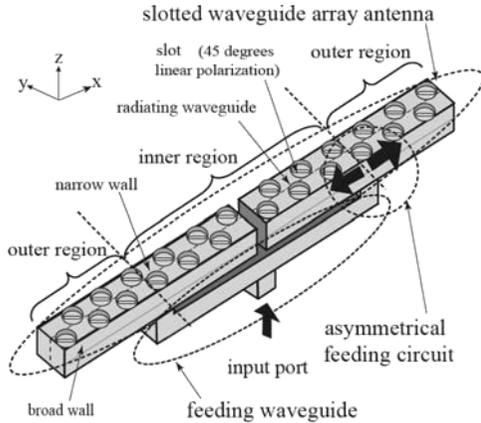


図 7 部分並列給電進行波励振導波管アレーアンテナ  
Fig. 7 Waveguide array antenna using partially-parallel feeding with travelling-wave excitation.

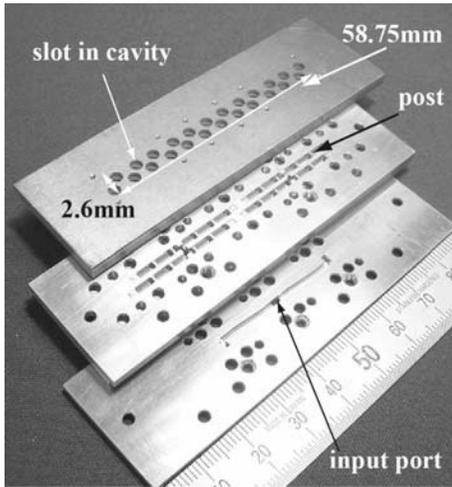


図 8 多層張合せ構造の試作アンテナ  
Fig. 8 Fabricated antenna with layer structure.

るように、隣接する導波管同士で逆相励振する必要がある。そして、放射導波管の背面に給電導波管を配置し、2 段のトーナメント給電により広帯域特性を実現する。以上の給電回路構成とすることによって、図 8 の写真に示すように、2 層の導波管を 3 枚の金属板で張り合わせる簡易な構造で、2 段トーナメント給電を実現している。なお、製作誤差や周波数ずれによって特性が変化した場合、端給電の場合にはビーム方向がずれるものの、ピークレベルの低下は軽微である。一方、部分並列給電や中央給電の場合は、ビーム方向がずれることはないが、ピークレベルそのものが低下

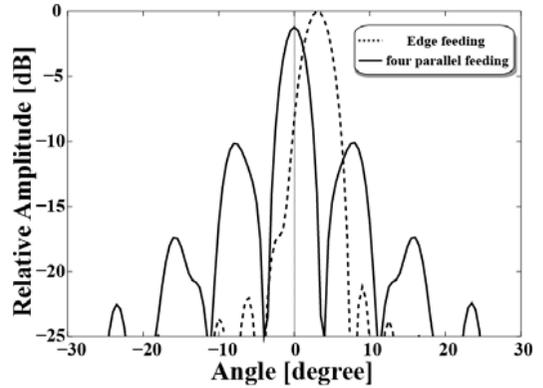


図 9 設計周波数から 2GHz 高い方へ周波数が変化したときの端給電及び部分並列給電導波管スロットアンテナの指向性及び利得の変化の比較  
Fig. 9 Radiation patterns of edge and partially parallel feeding slotted waveguide antennas when frequency changes by +2GHz.

する。ビーム方向を調整する機構があるシステムであれば、端給電の方が有利である。図 9 に、周波数が 2GHz 高い方へ変化したときの、端給電と部分並列給電の二つの導波管スロットアンテナの、指向性の電磁界シミュレーション結果を示す。端給電では、ピークレベルの劣化はほぼゼロであるが 3.5 度シフトする。その結果、正面 0 度方向の利得の劣化は 8.5 dB にも上る。一方、部分並列給電の場合には、ピーク方向はずれることなく、1.5 dB に抑えられるが、ピークレベルで比較すると、端給電よりも低下することになる。

#### 4. マイクロストリップコムラインアンテナ

コムラインアンテナは、直列給電のマイクロストリップアンテナの一種であり、プリント基板上に構成されたアンテナである [26]。その構造を図 10 に示す。給電線路の片側あるいは両側に、複数の長方形放射素子を直接接続することにより構成されている。分岐された線路の先端にパッチアンテナが接続される一般的な直列給電方式では、分岐における放射損が生じるが、放射素子を給電線路に直接接続するコムラインアンテナは、分岐における放射そのものがアンテナの放射となるため、並列給電より損失の小さい直列給電方式よりも、更に、給電損を小さくできる。

給電線路を流れる電流の一部が、放射素子へ分岐して放射素子上へ流れることから、放射が生じる。この放射素子の長さを、約半波長に設定することにより、放射素子が共振し、その共振周波数において放射が最

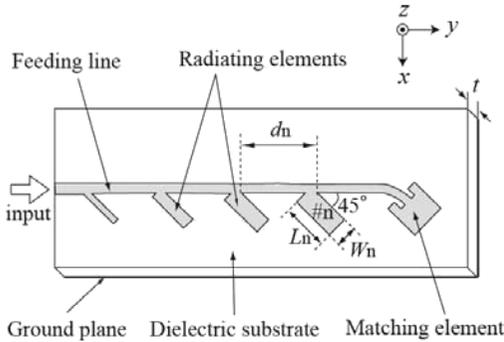


図 10 マイクロストリップコムラインアンテナ  
Fig. 10 Microstrip comb-line antenna.

大となると同時に、素子の入力インピーダンスが開放と等価となるため反射が最小になる。この放射量は、分岐する電流の大きさに依存するため、幅の広い素子ほど放射量が増大する。また、その偏波は、電流の向きで決まるため、放射素子の接続角によって偏波を選ぶことができる。本設計では、自動車レーダを想定して、斜め 45 度偏波とした。

コムラインアンテナは、導波管アレーアンテナと同様に、給電点に近い側の放射素子から順に励振する進行波励振方式をとっている。進行波励振の場合、給電線路を伝わる電力が、給電点に近いところでは大きい、給電線路を伝わるに従って各放射素子から順に電力が放射されるため、給電線路の終端近くでは伝わる電力が小さくなる。このため、給電点に近いところでは結合量（放射素子からの放射電力/放射素子への入射電力）が小さい素子が、終端に近いところでは結合量が大きい素子が必要となり、その結果、所望の指向性を得るためには、結合量の広い範囲を制御する設計技術が必要となる。

更に、進行波励振方式で正面ビーム設計すると、3.1 で述べたのと同じ理由で、アンテナ全体の反射特性が劣化する。この問題の解決のために、ここでも、メインビームの方向を正面からチルトさせる方法がとられる。しかし、これは、アンテナの反射特性が、ビーム方向に依存することを意味しており、正面方向の指向性をはじめ、任意の方向への指向性設計のために、反射を低減する方法が望まれている。そこで、各放射素子に整合回路を内蔵するアンテナを提案している。放射素子の種類を図 11 に示す。ここでは、3 種類の反射低減構造を示す。まず、標準的な放射素子の形状として、長方形の素子が一般的に用いられる。図 11 (a) に

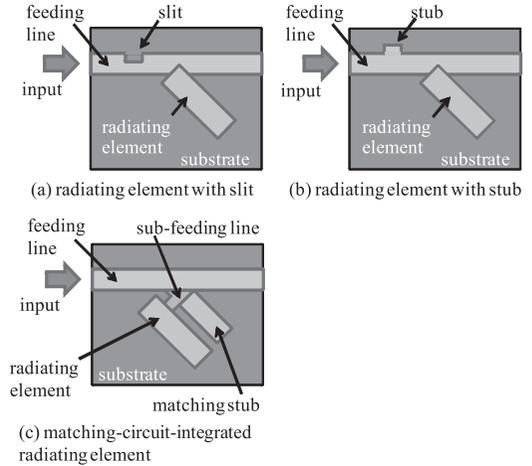


図 11 整合素子付き放射素子  
Fig. 11 Radiating element with matching circuit.

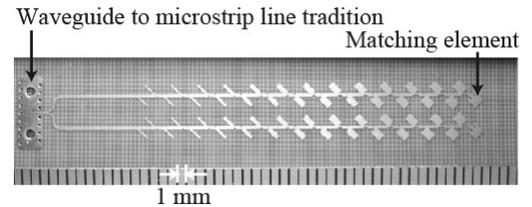


図 12 スリット付きコムラインアンテナ  
Fig. 12 Comb-line antenna with slit structure.

スリット付き放射素子を、図 11 (b) にスタブ付き放射素子を示すが、機能及び動作は両者とも等しいので、スリット付き素子について説明する。そして図 11 (c) に示す整合素子一体型放射素子について説明する。

#### 4.1 スリット付きコムラインアンテナ

スリット付き放射素子は、通常のコムラインアンテナ放射素子の近傍の給電線路上に、スリット（スタブ付き放射素子の場合にはスタブ）を設けた構造となっている。その構造を図 11 (a) に、試作したアレーアンテナの写真を図 12 に示す。背面グラウンドのプリント基板の表面に配線されている直線上の給電線路上に、長方形の放射素子が、その一つの角が給電線路と接するように接続されている。そして、配置の自由度が高くなるように、放射素子の反対側に、反射低減用のスリットが設けられている。二つの反射波が打ち消し合うためには、等量で逆相であるという条件が必要であるため、スリットの反射と放射素子の反射が打ち消し合うようにスリットの大きさ（振幅調整）と位置（位相調整）を設計している。

4.2 整合回路一体型マイクロストリップアンテナ  
前節で示したスリット付き放射素子は、反射特性改善効果大きい。ところが、大きい放射量を得るために、放射素子幅を大きくすると、放射素子の幅方向電流成分が無視できなくなり、交差偏波成分が大きくなるという問題がある。更に、直交する二つの電流成分が、異なる位相で励振されているために、一つのスリットで両方の電流成分からの反射を打ち消すことが難しくなり、反射特性改善と放射量の増大に限界が生じる。その結果、放射量の増加が困難になる。

そこで、反射特性を改善するための、もう一つの放射素子構成方法について示す。整合回路一体型放射素子の構造を図 11 (c) に示す。給電線路から副給電線路に分岐され、放射素子へ給電される。放射素子の長さを約半波長とすることで共振し、素子の入力インピーダンスの実部を調整することにより、放射量を制御することができる。インピーダンスの実部は、放射素子上の副給電線路との接続箇所が決まり、プリントダイポールなどの動作と同様に、中央に近づくほど低く、端に近づくほど高くなる。副給電線路上に整合スタブが接続されており、インピーダンスの虚部がゼロとなるように長さを調整している。スタブにも電流が流れるため放射が生じる。スタブが放射素子と平行に並ぶ構造とすることで、スタブからの放射も、損失ではなく、放射素子からの放射に寄与する。

このとき、放射に寄与する領域が、放射素子の部分とスタブの部分の二つの領域に、間げきを隔てて分かれているため、放射素子と直交する電流成分が小さくなり、全部で同じ放射量を実現する素子でも、スリット付き放射素子と比べて交差偏波レベルが低くなる。更に、スリット付き放射素子は素子幅で放射を制御しているものの、給電点が素子の端でインピーダンスが高いのと比べて、整合回路一体型素子の場合には、インピーダンスの実部を、放射素子と副給電線路との接続箇所でも制御できるため、放射量の制御範囲を広くできる。電磁界解析の結果、スリット付き放射素子の最大結合量が 37% であるのに対し、整合回路一体型素子の場合には 90% の結合量の実現が可能であることが分かった。図 13 に反射特性の比較を示す。反射低減構造がない場合でも、共振特性は観測されるが、反射レベルは低くならない。素子幅を広くするほど放射量は大きくなるが、素子を流れる電流経路が長手方向だけに限定されなくなるため、経路及びその長さのバリエーションが増える。その結果、その長さを共振長と

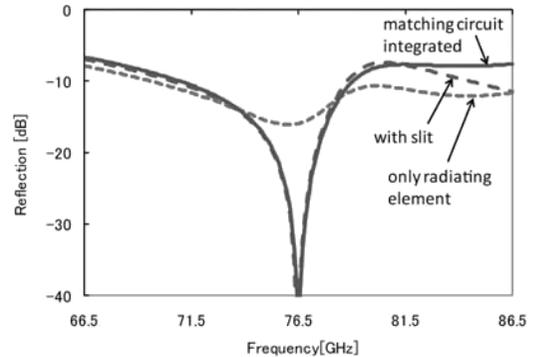


図 13 放射素子のみ、スリット付き放射素子、整合回路一体型放射素子の反射特性

Fig. 13 Reflection characteristics of only radiating element, radiating element with slit, and matching-circuit-integrated radiating element.

する周波数の帯域幅が広がるが、その一方で  $Q$  値が低くなって放射量が増加しなくなり、その上限に達する。図から、整合回路一体型素子とスリット付き素子では、反射レベル、帯域とも、同等の特性が得られることが分かる。

## 5. 進行波励振アレー設計

本論文で紹介しているすべてのアンテナの実現において、進行波励振アレー設計技術が、共通する重要な技術である。ここでは、誘導性壁付きスロットを用いた放射導波管 1 本分のアレー設計を例に示す。

第一サイドロープレベルが  $-20$  dB 以下となるテラレーの放射量分布を求める。これに対応する各素子に必要な結合量 (素子からの放射量/素子への入力電力) を、アレーの電力分配の関係により、終端側の素子から入力側の素子へ向かって順に割り振る。図 3 に示す解析モデルの電磁界解析によって、各結合量に対して、構造パラメータを最適化する。結合量とパラメータの関係を図 14 に示す。この関係を、各素子の結合量に適用すると、図 15 に示すように各素子のパラメータが決まる。素子間隔は、図 3 の解析によって得られた、透過波の位相摂動量を考慮に入れて、同相条件により求められ、これで設計が完了する。アレー設計方法の妥当性を確認するために、図 2 のアンテナを試作し、測定により特性を評価した。 $xz$  面指向性の測定結果を図 16 に示す。サイドロープレベルは  $-16.8$  dB で、 $3.2$  dB だけ設計よりも高くなった。ビーム幅や方向は解析結果と同等の測定結果が得られた。

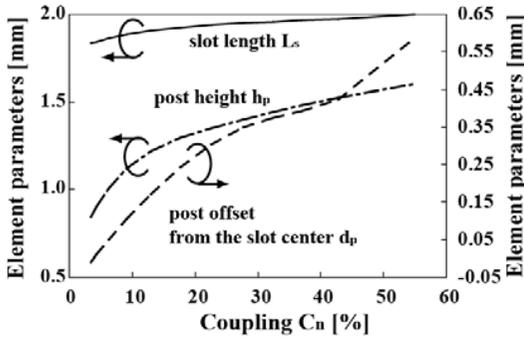


図 14 結合量と誘導性壁付きスロット素子パラメータの関係  
 Fig. 14 Geometrical parameters of post-loaded slots depending on the coupling factors.

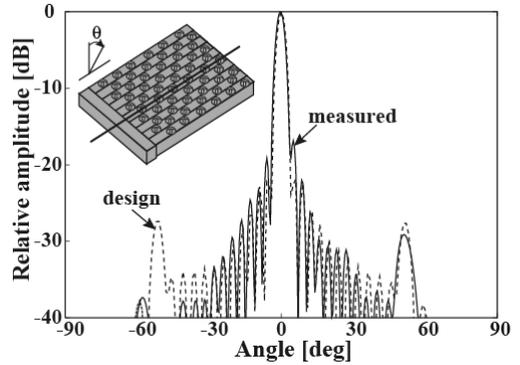


図 16 二次元導波管アンテナの指向性  
 Fig. 16 Radiation patterns of the two-dimensional waveguide planar antenna.

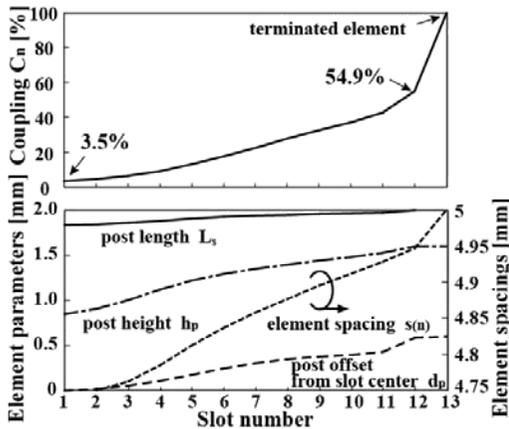


図 15 各素子の結合量と誘導性壁付きスロット素子パラメータ  
 Fig. 15 Geometrical parameters for each element of post-loaded slot.

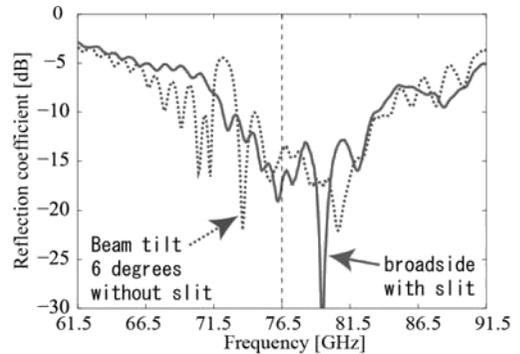


図 17 反射低減構造とビームチルトの反射特性効果の比較  
 Fig. 17 Reflection characteristics of the arrays for broadside beam with slit and for beam tilting in 6 degrees without slit.

コムラインアンテナの反射低減構造の効果を調べるために、図 11 に示す放射素子を用いてアンテナを設計した。スリット付き放射素子を用いて正面ビームアレーを設計したときの反射特性と、反射低減構造のない放射素子を用いる代わりにビームチルトにより反射を低減したアレーアンテナの反射特性とを、図 17 で比較した。この結果から、両者は同程度の反射特性を有することが分かった。実用上、アンテナ素子パターンのエッチングばらつきなどを考慮すると、素子パターンの細かな構造で所望の性能を得る方法よりも、反射低減構造なしのシンプルな素子構造にビームチルトを加える方法の方が、管理しなければならない寸法が少なくて済む点で望ましい。しかし、反射低減構造を導入することによって、正面ビームでも低反射特性が得

られることや、低サイドローブ設計のための強結合素子の実現が可能であるので、所望の特性を得るための設計自由度と、製造ばらつきの小さい設計とでどちらを重視するかによって、必要に応じて使い分ける必要がある。

## 6. む す び

二次元導波管アレーアンテナと、電子ビーム走査に適したサブアレーアンテナを導波管アンテナとマイクロストリップコムラインアンテナで構成する方法について紹介した。導波管アレーアンテナの進行波励振アレー設計を例にとり、所望の指向性を得るための設計手法を示した。コムラインアンテナの放射素子について、3種類の反射低減構造を示した。いずれの放射素子も同等の反射特性が得られることを確認した。以上のいずれのアンテナについても、反射低減構造を取

り入れることにより、設計精度の向上、設計自由度の拡張が期待できることが分かった。また、進行波励振方式の特徴として、片側から給電する方式よりも、中央から給電する方式の方が、広い周波数帯域幅を有することが分かった。以上より、導波管スロットアンテナとマイクロストリップアンテナを使い分けることで、様々な要求に適したアンテナを実現できることを示した。

## 文 献

- [1] 柴垣信彦, “IEEE802.15.3c 対応を目指した 60 GHz 帯ミリ波 RF 回路及びモジュール技術”, 信学技報, ED2009-161, Nov. 2009.
- [2] Wireless HD, LLC, <http://www.wirelesshd.org/>
- [3] “テレビを真のレイアウト・フリーに。1080p 映像の非圧縮伝送を実現”, 日経エレクトロニクス, no.998, pp.12-13, 2009 年 2 月 23 日。
- [4] 滝澤晃一, 須藤 薫, 天野信之, 平塚敏朗, “ミリ波近接通信インタフェース”, 信学技報, MW2009-156, Dec. 2009.
- [5] I. Gresham, N. Jain, T. Budka, A. Alexanian, N. Kinayman, B. Ziegner, S. Brown, and P. Staecker, “A compact manufacturable 76-77-GHz radar module for commercial ACC applications,” IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol.49, no.1, pp.44-58, Jan. 2001.
- [6] N. Kitamori, F. Nakamura, T. Hiratsuka, K. Sakamoto, and Y. Ishikawa, “High- $\epsilon$  ceramic lens antenna with novel beam scanning mechanism,” Proc. ISAP2000, pp.983-986, Fukuoka, Sept. 2000.
- [7] Y. Asano, “Millimeter-wave Holographic radar for automotive applications,” Microwave Workshop and Exhibition Digest, MWE2000, pp.157-162, Dec. 2000.
- [8] J.A. Zornoza, R. Leberer, J.A. Encinar, and W. Menzel, “Folded multilayer microstrip reflector array with shaped pattern,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.54, no.2, pp.510-518, Feb. 2006.
- [9] 太田雅彦, 石坂裕宣, 小瀬良治, 齊藤民雄, 大久保尚史, 羽石 操, “60 GHz 帯トリプレート給電型円偏波パッチアンテナの放射特性”, 信学 '94 秋大, B-115, Sept. 1994.
- [10] 北尾史郎, 大和昌夫, 大嶺裕幸, 青木 浩, 春山鉄男, “偏波グリッドを設けた 60 GHz 帯トリプレート線路給電マイクロストリップアレーアンテナの放射特性”, 1995 信学ソ大 (通信), B-60, Sept. 1995.
- [11] F. Kuroki, M. Yamaguchi, Y. Wagatsuma, and T. Yoneyama, “NRD guide integrated circuit-compatible folded planar antenna fed by high permittivity LSE-NRD guide radiator at 60 GHz,” IEICE Trans. Electron., vol.E87-C, no.9, pp.1412-1417, Sept. 2004.
- [12] T. Yoneyama, H. Sawada, and T. Shimizu, “NRD-guide passive components and devices for millimeter wave wireless applications,” IEICE Trans. Electron., vol.E90-C, no.12, pp.2170-2177, Dec. 2007.
- [13] T. Teshirogi, Y. Kawahara, A. Yamamoto, Y. Sekine, N. Baba, and M. Kobayashi, “High-efficiency, dielectric slab leaky-wave antenna,” IEICE Trans. Commun., vol.E84-B, no.9, pp.2387-2394, Sept. 2001.
- [14] K. Sakakibara, T. Watanabe, K. Sato, K. Nishikawa, and K. Sato, “Millimeter-wave slotted waveguide array antenna manufactured by metal injection molding for automotive radar systems,” IEICE Trans. Commun., vol.E84-B, no.9, pp.2369-2376, Sept. 2001.
- [15] 張ビョウ, 広川二郎, 安藤 真, “部分並列給電回路を下層に設けた二層構造導波管スロットアンテナの設計と積層薄板の拡散接合による 38 GHz 帯試作”, 信学技報, A-P2009-23, May 2009.
- [16] J. Hirokawa and M. Ando, “Single-layer feed waveguide consisting of posts for plane TEM wave excitation in parallel plates,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.46, no.5, pp.625-630, May 1998.
- [17] A. Mizutani, K. Sakakibara, N. Kikuma, and H. Hirayama, “Grating lobe suppression of narrow-wall slotted hollow waveguide millimeter-wave planar antenna for arbitrarily linear polarization,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.55, no.2, pp.313-320, Feb. 2007.
- [18] K. Sakakibara, A. Kawasaki, N. Kikuma, and H. Hirayama, “Design of millimeter-wave slotted-waveguide planar antenna for sub-array of beam-scanning antenna,” Proc. 2008 International Symposium on Antennas and Propagation, TP-C06, 1645236, Oct. 2008.
- [19] Y. Ikeno, K. Sakakibara, N. Kikuma, and H. Hirayama, “Design of partially parallel-fed hollow waveguide narrow-wall slot array antenna,” International Symposium on Antennas and Propagation, ISAP2009, pp.381-384, Bangkok, Oct. 2009.
- [20] 大和美文, 榊原久二男, 田中雄一, 菊間信良, 平山 裕, “ミリ波マイクロストリップコムラインアンテナの給電線路幅変調による低サイドローブ化設計”, 信学論(B), vol.J89-B, no.9, pp.1679-1687, Sept. 2006.
- [21] 櫻野祐一, 榊原久二男, 林 佑樹, 菊間信良, 平山 裕, “ミリ波マイクロストリップコムラインアンテナアレーの給電線路垂直面ビームチルト設計”, 信学論(B), vol.J90-B, no.9, pp.864-872, Sept. 2007.
- [22] S. Sugawa, K. Sakakibara, N. Kikuma, and H. Hirayama, “Design of microstrip comb-line antenna array composed of elements with matching circuit,” International Symposium on Antennas and Propagation, ISAP2009, pp.652-655, Bangkok, Oct. 2009.
- [23] J.L. Volakis, Antenna Engineering Handbook, Fourth Edition, Chap. 9, McGraw-Hill, 2007.
- [24] 後藤尚久, “45 度偏波導波管スロットアンテナの指向性”, 1997 信学ソ大 (通信), B-1-133, 1997.
- [25] K. Sakakibara, J. Hirokawa, M. Ando, and N. Goto, “A linearly-polarized slotted waveguide array using reflection-canceling slot pairs,” IEICE Trans. Commun., vol.E77-B, no.4, pp.511-518, April 1994.

- [26] J.R. James and P.S. Hall, Handbook of Microstrip Antennas, IEE Electromagnetic Waves Series 28, 1989.

(平成 22 年 1 月 20 日受付, 4 月 29 日再受付)



榑原久二男 (正員)

1991 名工大・工・電気情報卒 . 1996 東工大大学院博士課程了 . 同年(株)豊田中央研究所入社 . 2002 名工大講師 , 2004 同助教授 , 2007 同准教授 , 現在に至る . 2000 ~ 2001 独国ウルム大客員研究員 . 工博 . ミリ波アンテナ , 移動体通信用アンテナの研究に従事 . IEEE シニア会員 .