

パラサイト素子による電子走査アンテナ高利得化に関する研究

桑 原 義 彦 静岡大学工学部助教授

1. はじめに

動画像が伝送できるマルチメディア移動体通信[1]の基幹技術としてアダプティブアンテナ[2]が注目され、活発に研究が行われている。また、自動車の情報化、運転の自動化の開発が急速に進み、車車、路車間通信、障害物検出用ミリ波フェーズドアレイレーダなどの研究が活発に行われている。これらの無線情報機器のアンテナは、指向性を電子的に制御するためアレイアンテナが用いられる。

アレイアンテナは、複数の放射素子を直線、平面あるいは曲面上に配列して構成される。アレイアンテナを用いフェーズドアレイアンテナ[3]を構成するとき、ビーム走査角が大きくなるとアンテナ開口が等価的に短くなるので利得が低下する。放射素子は指向性制御したとき不要なビーム(グレーティングローブ)が現れないように0.5 1波長間隔で配列される。このとき放射素子間で無視できない大きさの相互インピーダンスが生じ、アレイ素子指向性は独立した放射素子指向性に比較し著しく変化する。開口長の縮小と素子間の電磁結合の複合効果によって、ダイポール素子を平面状に配列したアレイアンテナにおいて $\pm 60^\circ$ のビーム走査を行うとき、4 7dBの利得低下が発生する[4]。これまで、このような利得低下を考慮して、すなわち送信電力を利得の低下分だけ多めに設定して回線設計を行っていた。この場合、正面方向付近においては本来必要な電力の2.5 5倍の余裕を持って通信していることになる。送受とも同じアンテナを用いるレーダシステムの場合、必要電力余裕は5 10倍にも達する。車載レーダ、マルチメディア移動通信では、準ミリ ミリ波などの高い周波数が用いられる。このような周波数帯では高出力のデバイスは高価で電力効率も低い。高いコストはシステムの普及の大きな障害となり、低い電力効率は消費電力の観点から問題がある。

これまでフェーズドアレイアンテナの素子間電磁結合に関するさまざまな研究が行われてきた。素子間電磁結合を考慮したフェーズドアレイアンテナの基礎解析理論は稲垣らにより " Improved Circuit Theory " として確立された[5]。プリント板ダイポールの前方にパラサイト素子をおいてアンテナの単素子利得を改善する試みはGrollらによって提案された[6]。桑原は、パラサイト素子が付加されたプリント板ダイポールを平面状に三角配列して着陸管制用のレーダアンテナ(ビーム走査範囲 $\pm 12^\circ$)[7]に適用し、1.5 dBのシステム利得改善を確認した[8]。これは30%の送信電力低減に相当する。さらに35GHz帯レーダの平面アレイアンテナで実験的な検討を行い、ビーム走査範囲 $\pm 45^\circ$ で4 dBのシステム利得改善の可能性を指摘した[4]。

本論文では、後方に平面反射板を備えたダイポールによって構成されたフェーズドアレイアンテナの各ダイポールにパラサイト素子をもれなく付加したときのアレイ素子指向性、フェーズドアレイ動作時の指向性およびインピーダンス特性を理論的に解析する方法を述べ、パラサイト素子を付加したダイポール素子を放射素子とするフェーズドアレイアンテナの性能について計算機シミュレーションを用い紹介する。

2. 解析

図1に後方に無限平面反射板、前方に線状パラサイトを備えたダイポールによって構成した3素子直線アレイアンテナを示す。

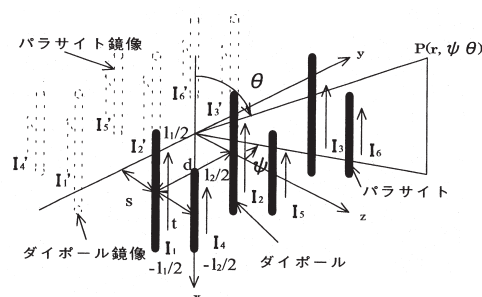


図1

ここで、各ダイポール素子の長さは同一で、各パラサイト素子の長さも同一である。y軸方向の素子間隔、反射板とダイポール素子との間隔、パラサイト素子とダイポール素子の間隔はそれぞれd, s, tである。無限平面反射板がxy平面に存在するとき放射素子およびパラサイト素子の鏡像を考慮する。鏡像に流れる電流 $I_1 \sim I_6'$ の大きさは、実存する電流 $I_1 \sim I_6$ と大きさは同一で流れる方向は反対となる。鏡像を含めた全ての素子間の相互インピーダンスを Z_{mn} 、給電電圧を V_n 、電源の負荷インピーダンスを Z_0 とすると、各素子に流れる電流、給電電圧、相互インピーダンスはキルヒホッフ回路則から次の関係が成り立つ。

$$\begin{pmatrix} [Z_a] & [Z_b] & [Z_c] & [Z_d] \\ [Z_b] & [Z_e] & [Z_d] & [Z_f] \\ [Z_c] & [Z_d] & [Z_a] & [Z_b] \\ [Z_d] & [Z_f] & [Z_b] & [Z_e] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} [I_a] \\ [I_b] \\ -[I_a] \\ -[I_b] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} [V] \\ [0] \\ -[V] \\ [0] \end{pmatrix} \quad (1)$$

ただし

$$Z_a = \begin{pmatrix} Z_{11}+Z_0 & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{12} & Z_{11}+Z_0 & Z_{12} \\ Z_{13} & Z_{12} & Z_{11}+Z_0 \end{pmatrix} \quad Z_b = \begin{pmatrix} Z_{14} & Z_{15} & Z_{16} \\ Z_{15} & Z_{14} & Z_{15} \\ Z_{16} & Z_{15} & Z_{14} \end{pmatrix} \quad Z_c = \begin{pmatrix} Z_{11'} & Z_{12} & Z_{13'} \\ Z_{12} & Z_{11'} & Z_{12} \\ Z_{13'} & Z_{12} & Z_{11'} \end{pmatrix}$$

$$Z_d = \begin{pmatrix} Z_{14'} & Z_{15} & Z_{16} \\ Z_{15} & Z_{14'} & Z_{15} \\ Z_{16} & Z_{15} & Z_{14'} \end{pmatrix} \quad Z_e = \begin{pmatrix} Z_{44} & Z_{45} & Z_{46} \\ Z_{45} & Z_{44} & Z_{45} \\ Z_{46} & Z_{45} & Z_{44} \end{pmatrix} \quad Z_f = \begin{pmatrix} Z_{44'} & Z_{45} & Z_{46} \\ Z_{45} & Z_{44'} & Z_{45} \\ Z_{46} & Z_{45} & Z_{44'} \end{pmatrix}$$

$$[I_a] = [I_1 \ I_2 \ I_3]^T \quad [I_b] = [I_4 \ I_5 \ I_6]^T \quad [V] = [V_1 \ V_2 \ V_3]^T$$

Z_a はダイポール素子アレイ間のインピーダンス行列、 Z_b はダイポール素子アレイとパラサイト素子アレイ間のインピーダンス行列、 Z_c はダイポール素子アレイの実像と鏡像間のインピーダンス行列、 Z_d はダイポール素子アレイの実像とパラサイト素子アレイの鏡像間のインピーダンス行列、 Z_e はパラサイト素子アレイ間のインピーダンス行列、 Z_f はパラサイト素子アレイの実像と鏡像間のインピーダンス行列と考えることができる。 Z 行列の要素 Z_{mn} は、dをy軸方向の素子間隔、hを2素子間のx軸方向のずれとすると、EMF法によって次の(2)式で求められる[9]。

$$z(d, h) = \frac{j30}{\sin(kl_1)\sin(kl_2)} \int_{h/2}^{h/2} \left(\frac{\exp(-jkr_1)}{r_1} + \frac{\exp(-jkr_2)}{r_2} - 2\cos(kl_1) + \frac{\exp(-jkr_3)}{r_3} \sin[k(l_2 - |x-h|)] \right) dx \quad (2)$$

ただし

$$r_1 = \sqrt{d^2 + (x+l_1)^2} \quad r_2 = \sqrt{d^2 + (x-l_1)^2} \quad r_3 = \sqrt{d^2 + x^2}$$

kは波数、 l_1, l_2 は対象とする素子の半分の長さである。 Z_a, Z_c, Z_e, Z_f のインピーダンス行列の各要素を求める場合 l_1 と l_2 は等しく、パラサイト素子またはダイポール素子の長さの半分となる。 Z_b, Z_d のインピーダンス行列の各要素を求める場合、 l_1 と l_2 はそれぞれダイポール素子、パラサイト素子の長さの半分とする。dは対象とする素子間の距離を求めて代入する。ダイポールおよびパラサイト素子の自己インピーダンス Z_{11}, Z_{44} は $d = \rho$ (素子半径)として求める。インピーダンス行列の各要素を求めたら次の演算によって各素子に流れる複素電流を求める。

$$[I] = [Z]^{-1} [V] \quad (3)$$

電圧行列の要素 V_n はアレイ素子指向性を求めるとき観測素子の給電電圧を1、その他の素子の給電電圧を0とする。フェーズドアレイアンテナの解析を行うとき、走査角を θ 、振幅分布を a_n とし、次の(4)式のように設定する。

$$[V] = [a_1 \exp(jk d \sin \theta) \ a_2 \ a_3 \exp(-j k d \sin \theta)]^T \quad (4)$$

各ダイポール素子の入力インピーダンス Z_{in} は(3)式によって求めた電流と設定した給電電圧から求められる。

$$Z_{in} = \frac{V_n}{I_n} - Z_0 \quad (5)$$

指向性は

$$E = \sum_n j \frac{Z_0 I_n}{4\pi r} \sin \theta \int_{-h}^h \sin[k(l_r - |x|)] \exp(jk \Psi_n) dx \quad (6)$$

Ψ_n は位相項で

$$\Psi_n = k(-x \cos \theta + y \sin \theta \sin \phi + z \sin \theta \cos \phi) \quad (7)$$

と表される。(x,y,z)はダイポールまたはパラサイト素子上の座標、 Z_0 は空間のインピーダンスである。総和の添え字nは、すべてのパラサイト素子、ダイポール素子の実像、虚像に適用する。

3. シミュレーション

3.1 正方配列平面アレイアンテナ

シミュレーションモデルを図2に示す。

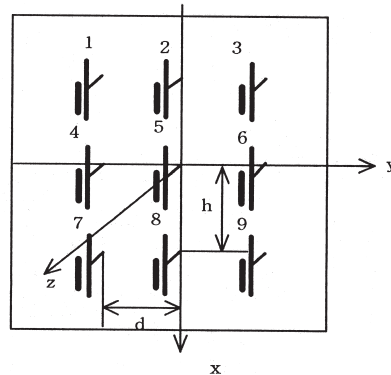


図2

ダイポール素子の長さは 0.5λ 、反射板とダイポール素子の間隔 s は 0.25λ 、素子間隔は文献[4]の実験結果と比較できるように x 軸、 y 軸方向とも 0.512λ とした。電源のインピーダンスは半波長ダイポール素子のインピーダンスの放射抵抗である 73Ω とした。

(1) アレイ素子指向性

中央素子の zy 平面内アレイ素子指向性を、パラサイト素子がある場合と無い場合について図3に示す。

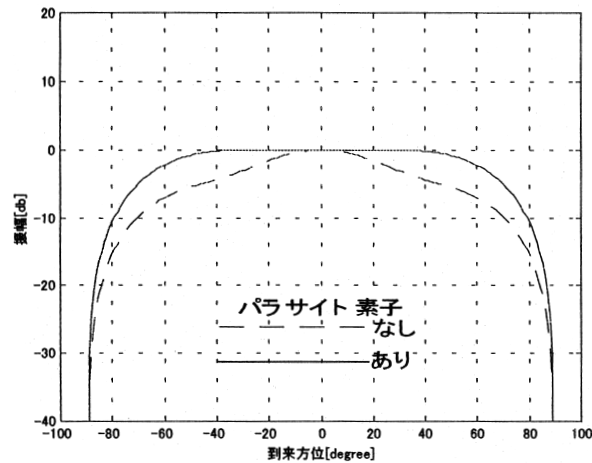


図3

ここで、パラサイト素子の長さは 0.285λ 、ダイポール素子とパラサイト素子の間隔は 0.215λ である。パラサイト素子を設けると $-40^\circ \sim 40^\circ$ の範囲で利得変化はほとんど認められず、 $-60^\circ \sim 60^\circ$ の範囲で 2.2dB の利得変動が認められるのみである。これに対しパラサイト素子を設けないと $-40^\circ \sim 40^\circ$ の範囲で 4.5dB 、 $-60^\circ \sim 60^\circ$ の範囲で 7dB の利得変動が見られる。このパラメータのパラサイト素子を付加してフェーズドアレイアンテナを実現すると $-40^\circ \sim 40^\circ$ の範囲でビーム走査しても利得変化はほとんど発生しないものと考えられる。

図4は、本パラメータにおいて周波数を2%および4%増した場合のアレイ素子指向性である。

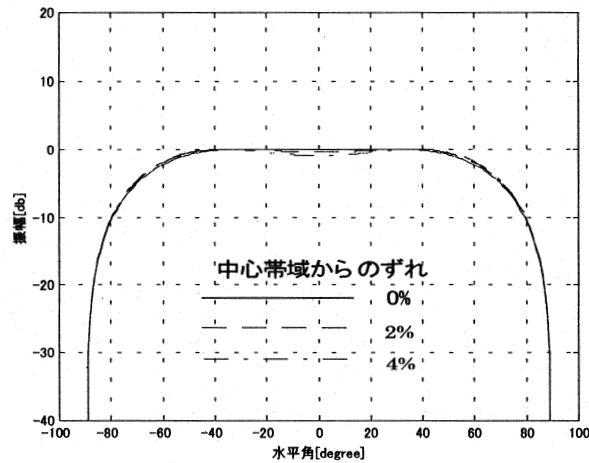


図4

アレイ素子指向性の変化は微小であり、本技術はダイポールの帯域幅7%をカバーして使用できることが判る。

(2) ビーム走査時のインピーダンス特性

図5はビーム方向を0°～60°とするように給電したときのインピーダンス変化である。

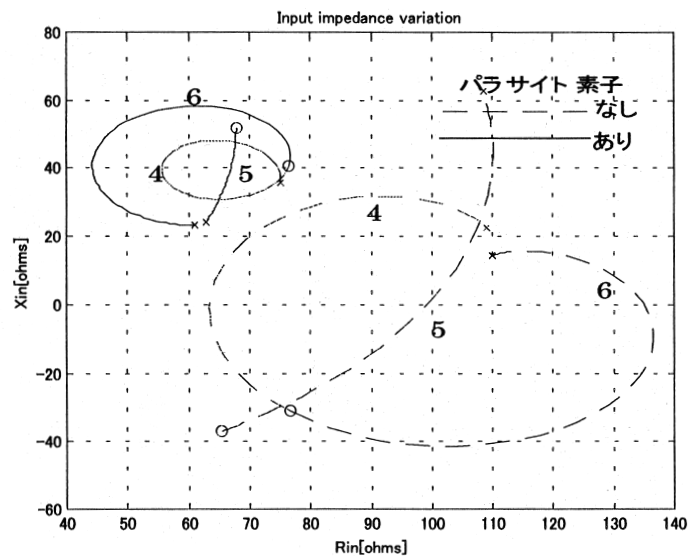


図5

給電振幅 a_n はすべて同一値とした。ここで点線はパラサイト素子を設けないとき、実線は設けたときの計算結果である。図中○はビーム走査角が0°、×はビーム走査角が60°の入力インピーダンス、4, 5, 6は図2に示す素子番号である。パラサイト素子を設けた場合ビーム走査に伴うインピーダンスの変化は小さく、電源インピーダンスから大きく逸脱しない。従って、アンテナからの放射電力はビーム走査しても最大有能電力に近くなるものと期待できる。パラサイト素子を設けない場合、ビーム走査に伴いインピーダンスは大きく変化し、電源インピーダンスからの逸脱も大きく、ビーム走査に伴う利得変動は大きくなるものと予想される。

3.2 直線アレイアンテナ

シミュレーションモデルを図6に示す。

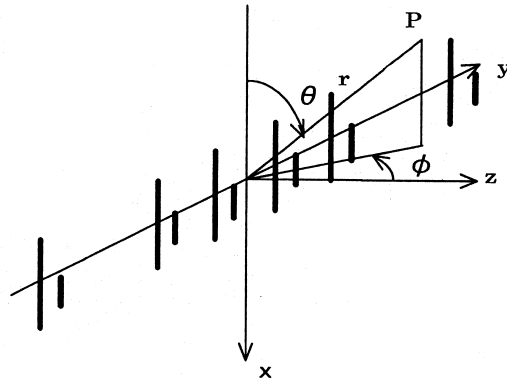


図6

ダイポール素子の長さ，反射板とダイポール素子の間隔，電源のインピーダンスは平面アレイアンテナの場合と同一であり、y 軸方向の素子間隔は 0.512λ である。また本シミュレーションにおいては素子数を8とし、給電振幅 a_n はすべて同一値とした。計算機シミュレーションにより、フェーズドアレイアンテナの利得変動が最小となるパラサイト素子のパラメータを求め、長さ 0.225λ 、ダイポール素子との間隔 0.45λ を得た。本パラメータにおいてビームを $0^\circ \sim 60^\circ$ にわたって走査するよう共相給電したときのフェーズドアレイアンテナ指向性を図7に示す。また、比較のためパラサイト素子を設けないときのビーム指向特性を図8に示す

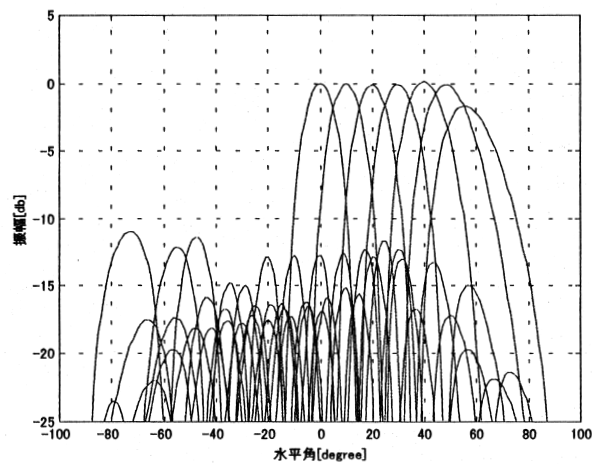


図7

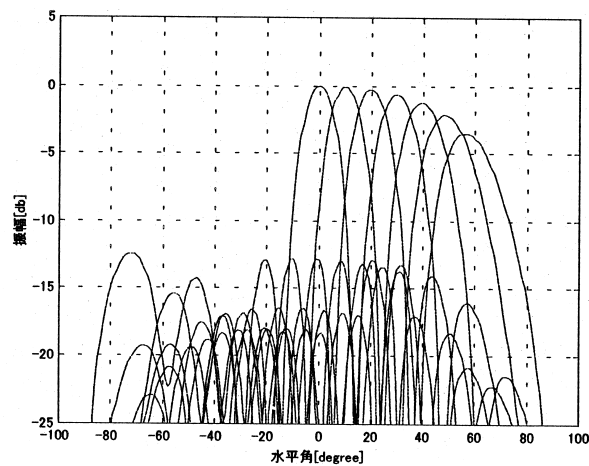


図8

パラサイト素子を設けると $-50^{\circ} \sim 50^{\circ}$ の範囲で利得変化はほとんど認められず、 $-60^{\circ} \sim 60^{\circ}$ の範囲で2dBの利得変動が認められるのみである。これに対しパラサイト素子が無いとき、 $-40^{\circ} \sim 40^{\circ}$ の範囲で1.3 dB、 $-60^{\circ} \sim 60^{\circ}$ の範囲で4dBの利得変動が見られる。図9に図7と図8で得た実効利得の比較を示す。

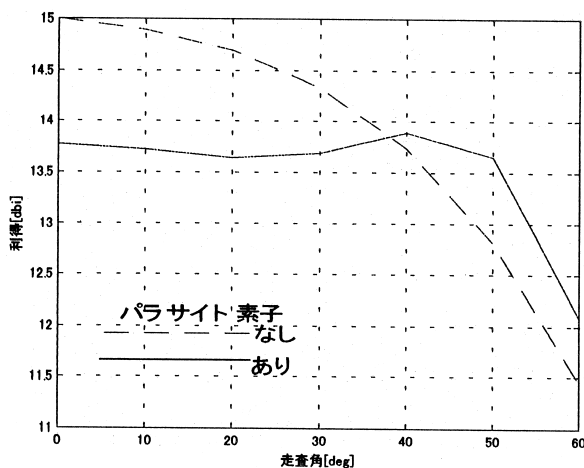


図9

正面方向の利得はパラサイトを設けない場合のほうが1.1dB高いが、ビーム走査角が 40° を超えるとパラサイト素子を設けた場合のほうが高くなり、ビーム走査角 50° で0.9dB、 60° で0.6 dB実効利得が改善される。図10は利得変動より実効利得を重視し、パラサイト素子の長さを 0.4λ 、ダイポール素子との間隔を 0.28λ としたときの実効利得である。ビーム走査に伴い利得変動が発生するが、 $-60^{\circ} \sim 60^{\circ}$ の範囲にわたって実効利得が改善される。

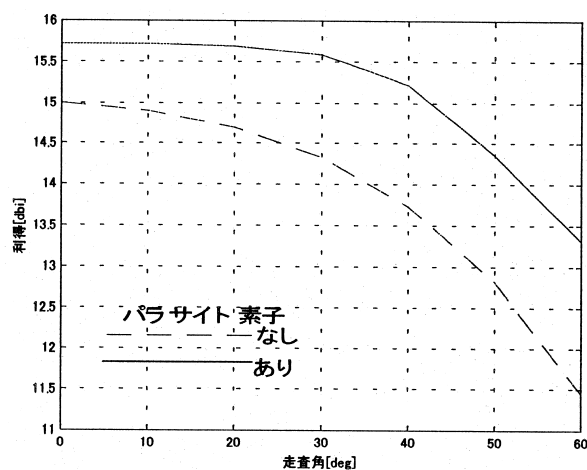


図10

3.3 垂直面成形ビームアンテナ

基地局アンテナは垂直面に狭ビームを形成するため、水平方向ばかりでなく垂直方向にも素子を配列するものと考えられる。3.1項で示したように、平面アレイアンテナではビーム走査に伴う利得変動が大きくなるので、パラサイト素子の効果は直線アレイアンテナに比較してより顕著となるものと考えられる。

図11は垂直面3素子、水平面8素子で構成した、水平面でビーム走査するフェーズドアレイアンテナのビーム走査特性である。垂直面の給電分布も同一値とした。

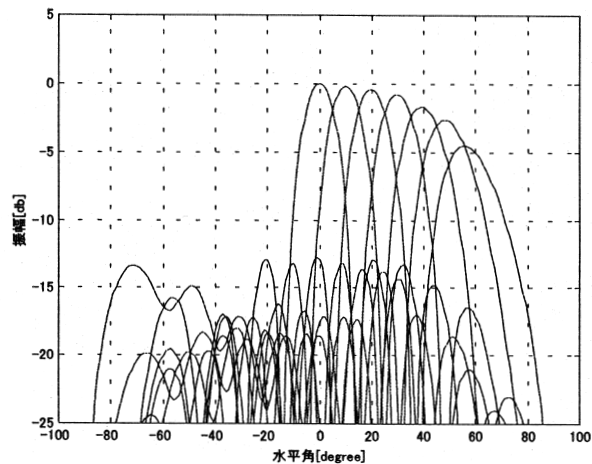


図 11

直線アレイアンテナに比較すると、ビーム走査に伴う利得変化が増加していることがわかる。図12は、ビーム走査に伴う利得変動が最小となるようなパラメータを有するパラサイト素子を設けたときのビーム指向特性である。ここで、パラサイト素子の長さは 0.4λ 、ダイポール素子とパラサイト素子の間隔は 0.195λ である。

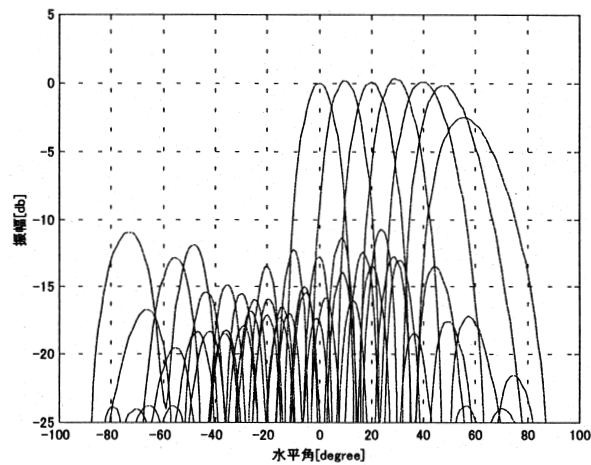


図 12

パラサイト素子が無いとき $-40^{\circ} \sim 40^{\circ}$ の範囲で 2.0 dB 、 $-60^{\circ} \sim 60^{\circ}$ の範囲で 4.6 dB の利得変動が見られる。パラサイト素子を設けることにより $-50^{\circ} \sim 50^{\circ}$ の範囲で利得変化はほとんど認められず、 $-60^{\circ} \sim 60^{\circ}$ の範囲で 2.5 dB の利得変動が認められるのみである。図13に実効利得の比較を示す。

正面方向の利得はパラサイトを設けない場合のほうが 0.3 dBi 高くなるが、ビーム走査角が 6° を超えるとパラサイト素子を設けた場合のほうが高くなり、ビーム走査角 $50^{\circ} \sim 60^{\circ}$ で 2.5 dB 実効利得が改善される。

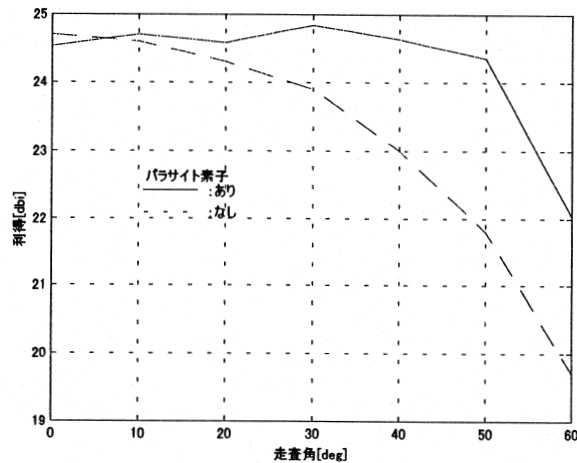


図13

4. 結言

後方に反射板を備えるダイポール素子の前方にパラサイト素子を配した放射素子で構成したアレイアンテナの解析を行い、アレイ素子指向性、フェーズドアレイアンテナのビーム指向特性、インピーダンス特性をEMF法とCircuit法によって求めた。パラサイト素子パラメータを適当な値に設定すると、ビーム走査範囲にわたって一定な利得を有するアレイ素子指向性が得られ、ビーム走査に伴う利得変動が広範囲にわたってほとんど発生しない。±4%の周波数帯域を考慮しても指向特性は良好である。計算機シミュレーションにより、8素子直線アレイアンテナで、±50°のビーム走査範囲で利得変動がほとんど無く、実効利得についても50°で0.9dB、60°で0.6dB向上することを確認した。パラサイト素子パラメータを変化させることにより、実効利得をより向上させることも可能である。垂直面3素子、水平面8素子の24素子平面アレイアンテナで、±50°のビーム走査範囲で利得変動がほとんど無く、実効利得についても50°～60°で2.5dB向上することを確認した。本技術を移动通信基地局用スマートアンテナに適用すれば、利得特性の平準化、高利得化が合わせて実現されるので、いっそうの通信容量、通信速度の改善が期待できる。

謝辞

本研究は（財）電気通信普及財団の補助を受け実施した。

参考文献

- (1) マルチメディア移动通信に関する調査研究会編, “2000年の無線マルチメディア,” 日刊工業新聞社, 1996.
- (2) 菊間, “アレイアンテナによる適応信号処理,” 科学技術出版, 1998.
- (3) Mailloux, R. J., “Phased Array Theory and Technology,” Proceedings of IEEE, Vol.70, no.3, pp.246-291, Mar.1982.
- (4) Kuwahara, Y., Kadowaki, Y. and Matsumoto, K., “Array Element Pattern Shaping by a Parasitic Element,” Proceedings of 1995 IEEE International Antennas and Propagation Conference, pp.934-937, June 1995.
- (5) Inagaki, N., “An improved circuit theory of a multi element antenna,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.17, no.2, pp.120-124, Mar.1969.
- (6) Groll, H., “Investigation on Stripline Endfire Antennas Printed on Ceramic Substrates for a Range of 10GHz,” ISAP 1971, 1-2 C4, pp.85-86, 1971.
- (7) Kuwahara, Y., Yanase, S. and Yamashita, J., “A New Transportable Precision Approach Radar,” Proceedings of IEEE Radar95 International Conference, pp.511-515, Apr. 1995.
- (8) Kuwahara, Y., Ishita, T. Matsuzawa, Y and Kadowaki, Y., “An X Band Phased Array Antenna with a Large Elliptical Aperture,” IEICE Transactions on Communications, Vol.E76-B, no.10, pp.1249-1257, Oct. 1993.
- (9) 新井, “新アンテナ工学,” 総合電子出版, 1996.

＜ 発 表 資 料 ＞

題 名	掲載誌・学会名等	発表年月
パラサイト素子によるフェーズドアレイアンテナの高利得化	信学技報 A-P2000-174	2001年 1 月
パラサイト素子によるステアリングブクトル補正	電子情報通信学会2001年総合大会 講演論文集（通信1）	2001年 3 月
パラサイト素子によるフェーズドアレイアンテナ諸特性の改善	静岡大学大学院電子科学研究科 研究報告 第22号	2001年 3 月
Improvement of Gain of the Phased Array Antenna by the Parasitic Elements	Proceedings of 2001 AP-S	2001年 7 月