

TR-O-0082

45

DBFアンテナにおける
A/D変換器の有効分解能に関する検討

高橋 寿征

1995. 3. 31

ATR光電波通信研究所

DBFアンテナにおける
A/D変換器の有効分解能に関する検討

(株) エイ・ティ・アール光電波通信研究所
無線通信第1研究室
高橋 寿 征

目 次

1. まえがき	1
2. 汎用DSPを用いたDBFアンテナシステム	3
3. 量子化雑音の影響	6
4. A/D分解能と指向性利得	9
5. A/D分解能とナルビーム形成	13
5.1 ナルビーム形成法	13
5.2 ナルビーム形成実験	16
6. むすび	21
謝辞	22
文献	22

1. まえがき

デジタルビームフォーミング (Digital Beamforming, 以下 D B F) アンテナは、デジタル信号処理技術を適用したアレーアンテナの一形態であり [1]、従来のアナログ型のフェーズドアレーアンテナに比べ、振幅・位相を容易に、高速、高精度で制御できる特長を有している。そのため、アクティブ回路を含めたパターン補正や衛星追尾、アダプティブな干渉波抑圧などの機能が必要とされる移動体衛星通信用アンテナとして注目されている [2], [3]。

従来のようにアナログ信号のままビーム形成を行うアレーアンテナでは振幅の制御が難しく、そのハードウェアの構成も複雑になりがちであった。しかし、D B F アンテナは、振幅の制御も容易に行うことが可能であり、マルチビーム形成やアダプティブビーム形成などに対して有効と考えられる。

D B F アンテナは、元来、軍用レーダの分野で発展してきた技術の1つであり、民間の通信分野への転用には種々の技術課題を克服する必要があった。しかし、汎用デジタルシグナルプロセッサ (Digital Signal Processor, 以下 D S P) を用いた通信用 D B F 信号処理装置の試作 [4], [5] によって通信への利用の可能性が示され、更に最近では、F P G A (Field Programmable Gate Array) による A S I C (Application Specific Integrated Circuit) 化 [6] も実現され、自動車等への搭載が可能でアダプティブ機能をも備えた D B F アンテナが実現されるに至っている [7]。この先更なる小型化・軽量化が実現されれば、D B F アンテナの携帯端末機への適用などパーソナル通信の領域はもとより、基地局や衛星放送受信システムへの応用など、幅広い分野への展開が期待できる。

アンテナシステムの小型・軽量化を実現するためには、アンテナ素子のみならず各種回路部の小型化が必要であり、デジタル信号処理部の A S I C 化等は重要な要素技術と考えられる。しかし、多くの回路を単に小さな領域に詰め込むだけでなく、回路規模の縮小も必要であり、中でもアンテナ素子数分だけ必要と

される A / D 変換器については、できる限り回路を簡略化し、回路規模を縮小することが望ましい。将来的には動画像等の高速大容量通信を考慮した広帯域移動体通信への展開も考えられ、Ka 帯等のより高い周波数帯への移行が予想される。このような高い周波数帯ではアレーアンテナの素子数は 100 以上にも及ぶことから、回路規模の縮小は必要不可欠といえる。

しかしながら、不用意な回路の簡略化は A / D 変換器の分解能を必要以上に低下させることにもなりかねず、所望の性能を実現できなくなる恐れもある。そこで、SNR（信号対雑音電力比）や指向性利得の変化に着目し、A / D 変換器の有効分解能について実験的検討を行った。また、移動体通信では、周波数有効利用の観点からも効果的な干渉波の抑圧が必要とされており、アダプティブビームフォーミング機能が注目されている。そのため、アダプティブなビーム形成を行うに十分な分解能の確保も必要である。そこで、ナルビーム形成に必要な分解能という観点で実験的検討を行い、DBF アンテナの A / D 変換器に要求される有効分解能の一指標を示す。

2. 汎用DSPを用いたDBFアンテナシステム

従来のアナログ型のビーム形成回路に比べ、デジタル信号処理技術を用いたデジタルビーム形成回路は、ハードウェアの構成が比較的容易であり、かつ小型化の面でも優位性を備えている。また、信号の位相のみならず振幅についても容易に、高速かつ高精度に制御できるため、アダプティブな干渉波の抑圧等が可能となり、移動体通信用アンテナとしてDBFアンテナが注目されている。

通信用DBFアンテナのデジタル信号処理部については、送信、受信のいずれにも対応可能な、汎用DSPを用いた装置が試作されている[4]。本研究においては、この信号処理装置を用いて図1のように受信用DBFアンテナシステムを構成し、実験を行った。本図において、DBF Systemの枠内がDSPを用いて構築された信号処理装置である。

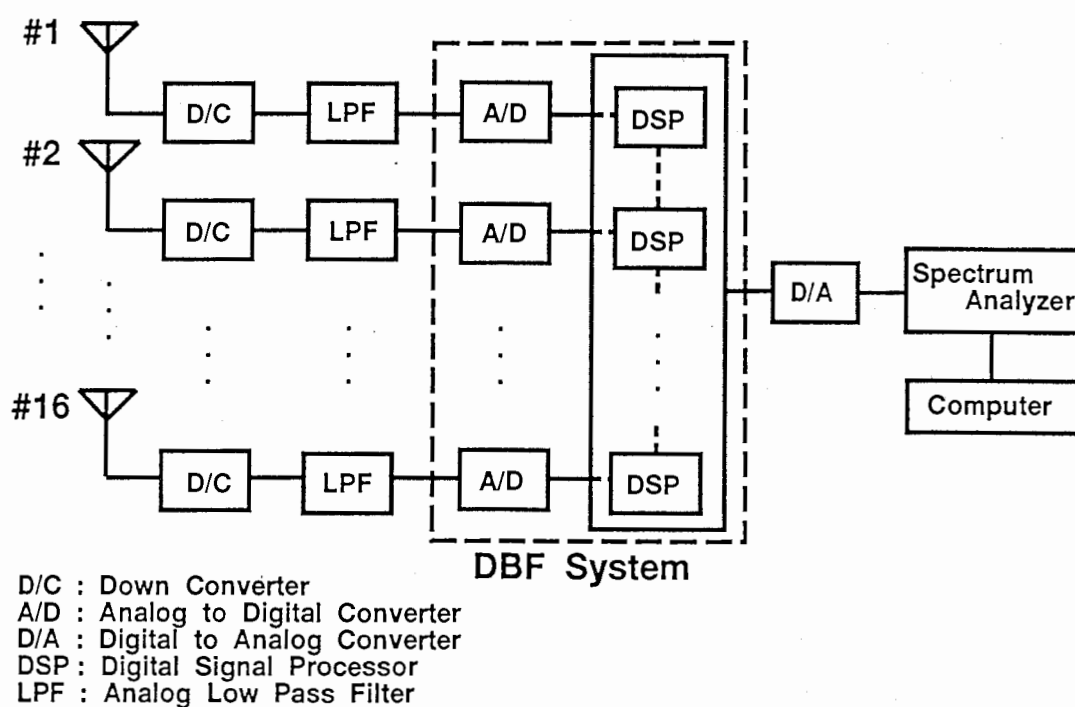


図1 DBFアンテナシステムの構成

図 2 は受信信号処理装置のブロック図である。各素子アンテナで受信された信号は、外部のダウンコンバータで 32 kHz に周波数変換され、A/D 変換された後、I、Q の 2 つの成分に分けられる。各チャンネルの I、Q 信号は、1 つの局部発振器を用いて各チャンネルの受信信号をそれぞれ準同期検波することによって得られ、各信号は高調波成分除去用のフィルタを通った後に各々の振幅・位相が補正される。その後、これらの信号成分は I、Q 成分別に合成されて復調部へと送られる。

図 3 には信号処理部の構成を示す。各素子アンテナで受信された信号は DBF 信号処理装置内の各ユニットでデジタル信号処理が施される。それぞれのユニットは、汎用 DSP ボード、パラレル入出力 (I/O) ボード、クロックボード、A/D 変換ボードから成り、各ユニットの出力信号はそれぞれ次のチャンネルのユニットに送られ、順次加算されていく。そのため、各チャンネルからの出力信号がすべて合成されたものは最終的に 16 番目のユニットから得られ、これが次段の復調部へと送られる仕組みになっている。各チャンネルのクロックタイミングについては、マスタクロックボードのクロック信号を各ユニットのクロックボードに分配して、チャンネル間の相互のタイミングを調節している。

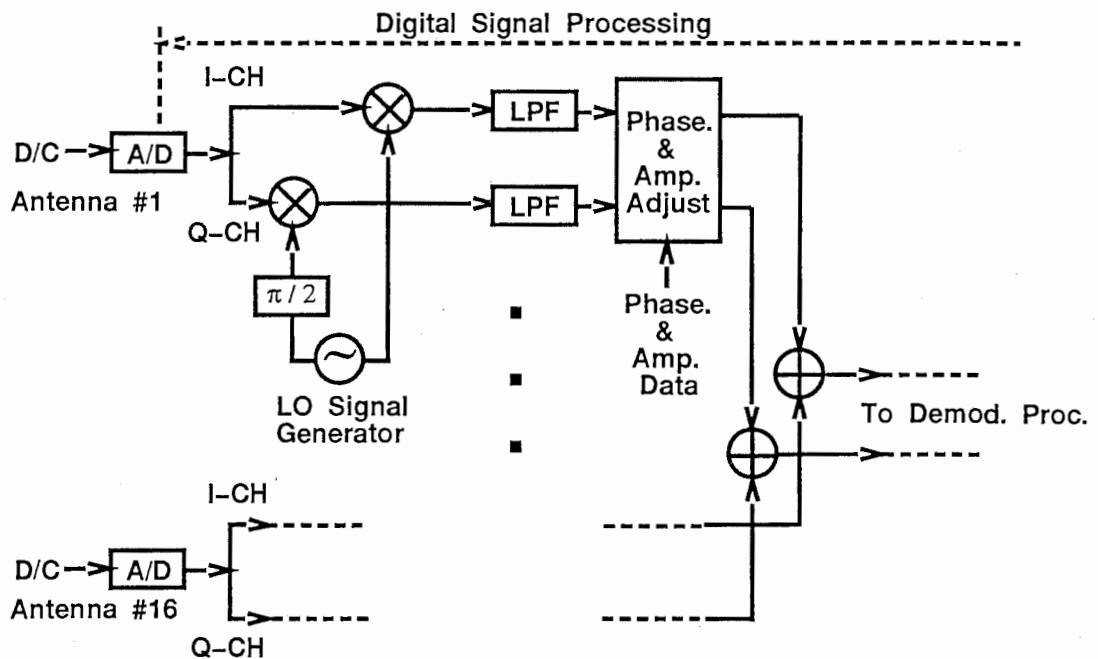


図2 信号処理装置のブロック図

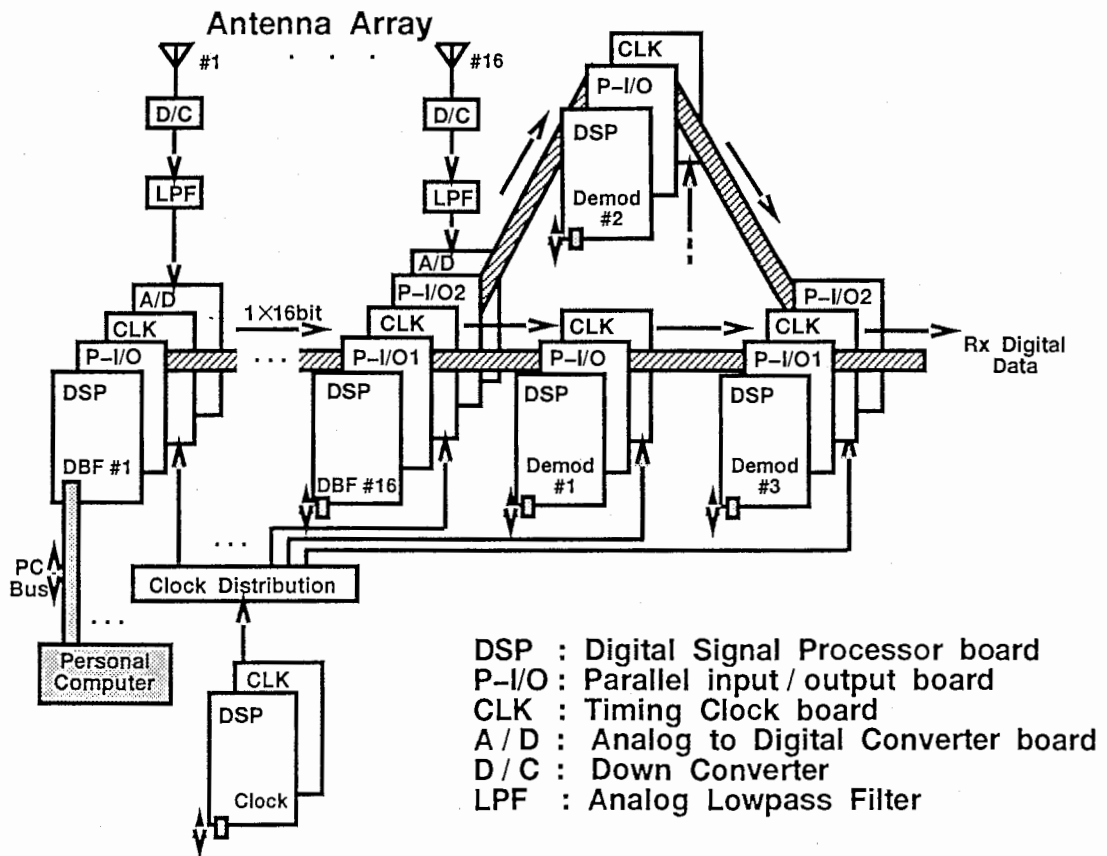


図3 信号処理部の構成

3. 量子化雑音の影響

DBFアンテナでは各素子アンテナで受信されたアナログ信号をA/D変換器でデジタル信号に変換する必要があるが、A/D変換によって得られるデジタル信号には、量子化雑音あるいは量子化誤差と呼ばれる雑音成分が含まれている。アナログ信号をkビットのデジタルデータ（2の補数，丸め処理）で表現し、各量子化ステップ内での標本値が一様分布であると仮定すると、量子化雑音の分散（平均電力に相当）は式（1）のように表される。

$$\sigma_e^2 = -6.02k - 4.77 + 20 \log A \text{ [dB]} \quad (1)$$

A: 正弦波入力最大振幅

信号品質やアンテナ特性は、この量子化雑音によって決定される。

信号品質を表す指標として信号対雑音電力比（SNR）が用いられる。アナログ値を有限ビット長のデジタルデータで表現するとき、SNRはフルスケールを最大振幅とする正弦波の平均電力と量子化雑音の平均電力との比で定義される。したがって、アンテナ素子数をN、A/D有効分解能（ビット長）をkとした場合、N素子のDBFアンテナから得られるkビットの有限ビット長を有するデジタルデータのSNRは式（2）で与えられる。

$$\text{SNR} = 6.02k + 1.76 + 10 \log N \text{ [dB]} \quad (2)$$

式（2）で分解能（ビット長）とアンテナ素子数の関係に着目すると図4の結果が得られ、同じSNRを満足するための分解能は素子数が多いほど低く、逆に、同じSNRを確保したまま素子数を少なくする場合には分解能を高くする必要があることがわかる。また、図5はSNRとビット長の関係を示したものであり、アンテナ素子数が同じという条件下では、A/D分解能を下げるにつれてSNRは小さくなる。

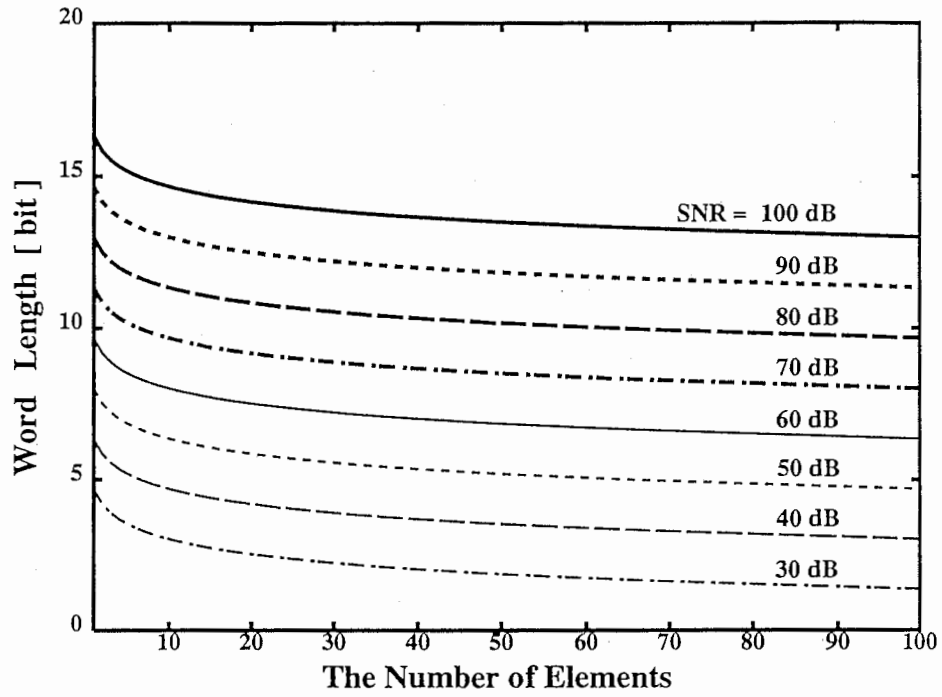


図4 ビット長とアンテナ素子数の関係

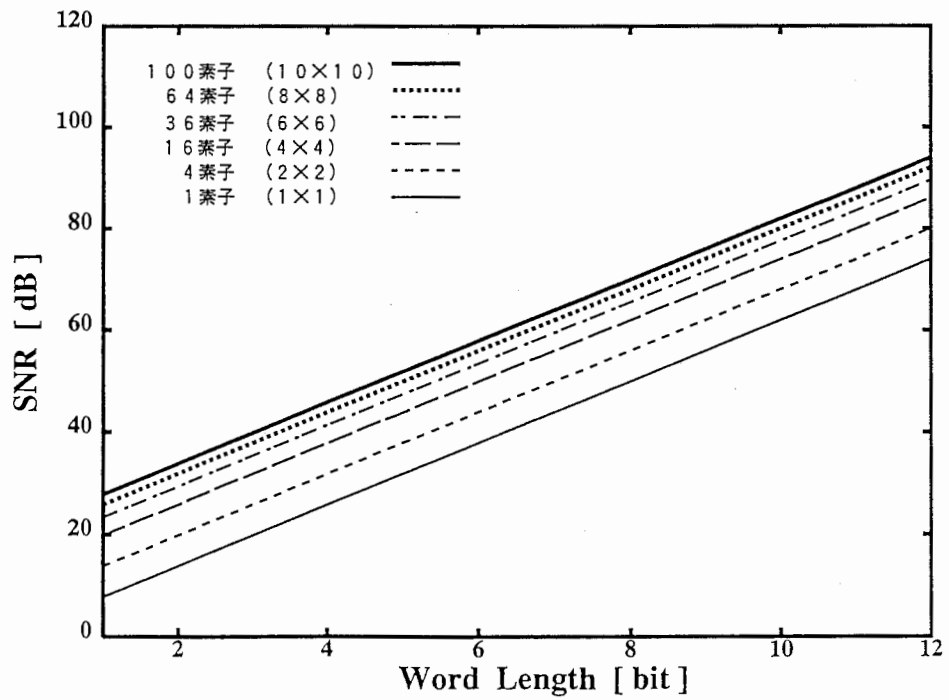


図5 SNRとビット長の関係

分解能が低い場合、すなわち、S N Rが悪い場合には、たとえ素子アンテナなどのアナログ部において十分な特性が実現されていたとしても、ビーム形成部を含めたシステム全体としての評価では良好な特性が得られないことも考えられる。そこで、A / D分解能のD B Fアンテナの放射特性に対する影響について考える。

S N Rの劣化は、相対的な雑音レベルの上昇として捉えることができる。放射パターン上で考えると、雑音レベルが上昇することにより、サイドローブレベルや本来零点であるはずの方向の放射レベルが上昇することとなる。この現象は主ビーム方向への放射の割合の低下、すなわち、指向性利得の劣化として観測されると考えられる。このように、量子化雑音の増加は、信号品質の劣化に加え、指向性利得の劣化としてアンテナの放射特性へも影響を及ぼすことになる。したがって、指向性利得やS N Rの劣化分のマージンMを予め考慮した上で、式(3)で表される関係を満足する分解能(ビット長: k)の確保が必要となる。

$$\text{所要SNR} + M = 6.02 k + 1.76 + 10 \log N [\text{dB}] \quad (3)$$

更に、移動体通信にD B Fアンテナを適用する場合には、効率的な干渉波抑圧の目的からアダプティブビームフォーミング機能が要求されるため、ナルビーム形成を行い得るだけのA / D分解能が必要となる。ナルビーム形成では、零深度、すなわち主ビーム方向(所望波到来方向)の放射レベルに対する零点形成方向(干渉波到来方向)の放射レベルの相対値が重要な指標である。そこで、零深度とA / D分解能の関係について考える。

理想的な放射パターンを考えた場合、零点における信号成分は0である。そのため、受信アンテナの零点方向において得られる出力は量子化雑音の電力レベルにほかならず、式(1)で与えられる値に等しいと考えられる。したがって、零深度の変化は式(1)から考えると、 $-6 \text{ dB} / \text{bit}$ と予想される。

4. A/D分解能と指向性利得

16素子アレーを用いた音声1ch程度の伝送で50dBの回線品質を仮定した場合、これを満足するA/D分解能は6ビットであることが示されており[8]、式(2)から理論的に求めることができる。本研究では、更に指向性利得の低下を考慮してA/D分解能に関する実験的検討を行った。

実験で用いたA/D変換器はハードウェア的には12ビットに固定されたものであるが、A/D変換後に得られるデジタルデータの上位nビットのみを選択することにより、等価的にnビットの分解能を持つA/D変換器と考えることができる。このように有効分解能をソフトウェア上で変化させることによりA/D分解能と指向性利得の関係について検討を行った。表1は、実験時の主たるパラメータである。

表1 実験パラメータ

周波数	1.54GHz
素子アンテナ	円環パッチアンテナ
アンテナ配列	4×4正方配列
素子間隔	$\lambda/2$
ビーム走査角	0° および 30°
A/Dビット長	3 ~ 9ビット

図6、7は、ビーム走査角がそれぞれ 0° 、 30° の場合の放射特性を示したものである。いずれについても、分解能を低くするにつれて主ビーム方向の利得が低下しており、また、サイドロープレベルの上昇も見られる。図8は分解能に対する主ビーム利得の変化を示したものである。分解能が6ビットの場合は利得低下量は約1 dBであり、分解能を更に下げた場合には急激に利得が劣化している。ビームを走査することを考慮し、1 dB程度の劣化を許容する場合、最低限必要なA/D分解能は6ビットと考えることができる。

本実験により、A/D分解能を低くするにつれて利得の低下が生ずることが確認でき、この劣化は量子化雑音の増加によってサイドロープレベルが上昇し、主ビーム方向への放射の割合が低下するためであることが明らかになった。

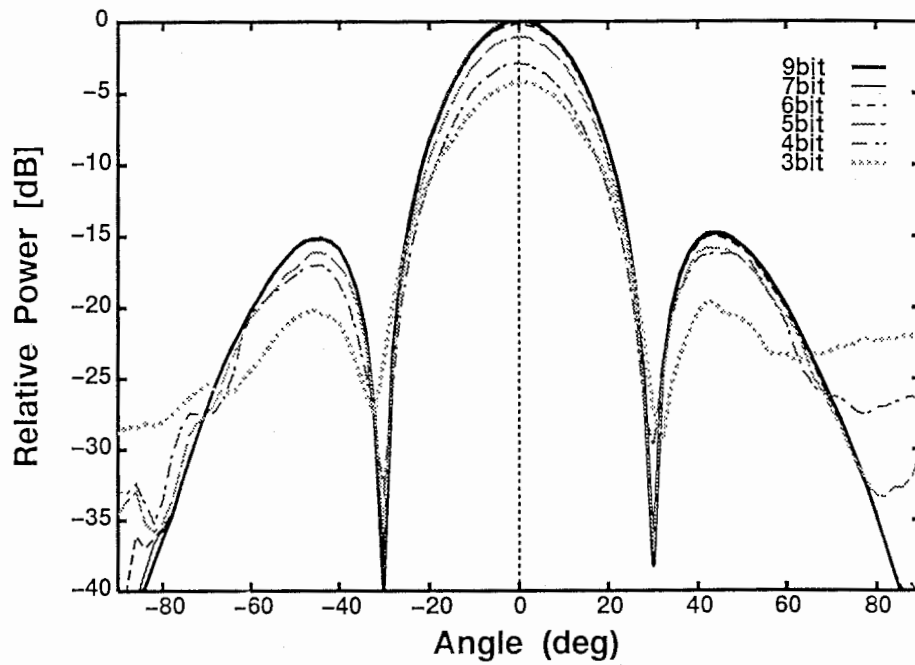


図6 放射パターン (主ビーム方向: 0°)

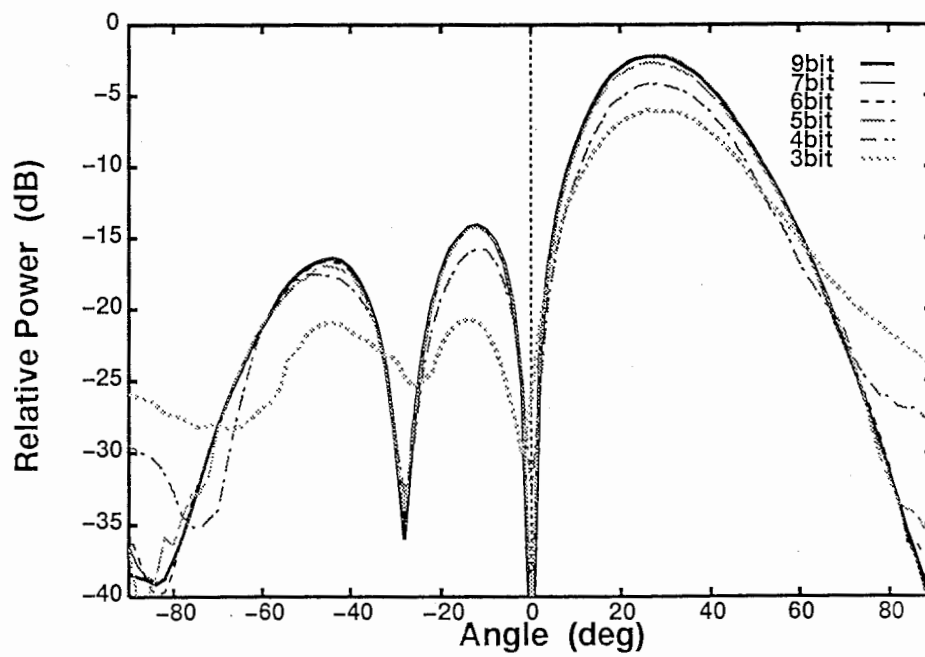


図7 放射パターン (主ビーム方向: 30°)

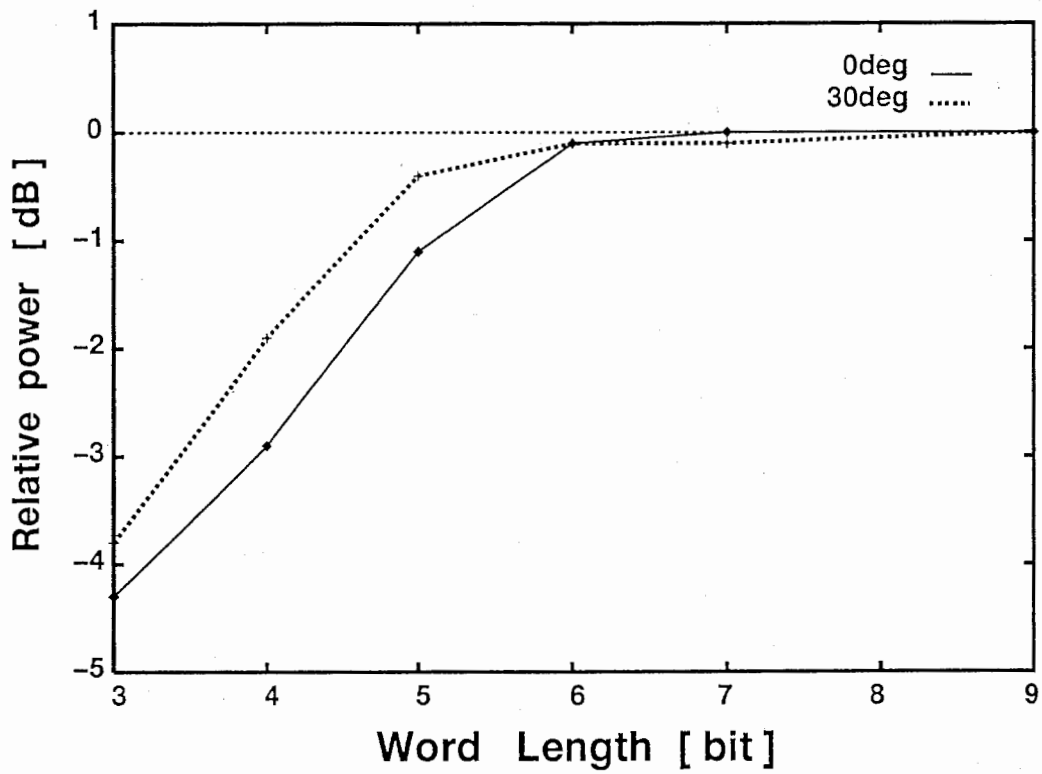


図8 A/D分解能に対する指向性利得の低下

5. A/D分解能とナルビーム形成

5.1 ナルビーム形成法

ナルビーム形成は、主ビームを所望波方向に向け、同時に干渉波到来方向に零点を形成するアダプティブなビーム形成の一手法である。ここでは、平面波合成法[9]を用い、複数のビームを重畳することによってナルビーム形成を行う。

今、主ビームの方向を θ_s 、零点(ナル)形成方向を θ_i, θ_j とし、 $\theta_s, \theta_i, \theta_j$ の方向に主ビームが向いている放射パターンをそれぞれ E_s, E_i, E_j とする。主ビーム方向が θ_s でナルが θ_i, θ_j 方向に形成されるパターンは、図9に示すように、 E_i, E_j を E_s 上に重畳することによって得られるが、この時の重畳係数は以下のようにして決定される。

まず、それぞれの放射パターン E_s, E_i, E_j について式(4)の関係式を満足する W を導くことで、ビームウエイト W_{bm} が求められる。

$$E W^T = S^T \quad (4)$$

$$E = \begin{bmatrix} E_1(\theta_1) & \cdots & E_M(\theta_1) \\ \vdots & & \vdots \\ E_1(\theta_M) & \cdots & E_M(\theta_M) \end{bmatrix}$$

$$W = [w_{b1} \cdots w_{bM}]$$

$$S = [E_s(\theta_1) \cdots E_s(\theta_M)]$$

W_{bm} : beam weight

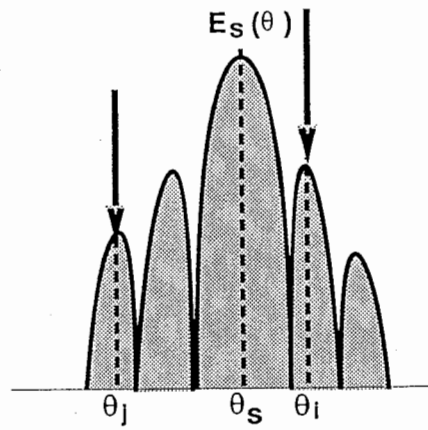
$E_s(\theta)$: radiation pattern pointing to θ_s

$E_m(\theta)$: radiation pattern pointing to θ_m

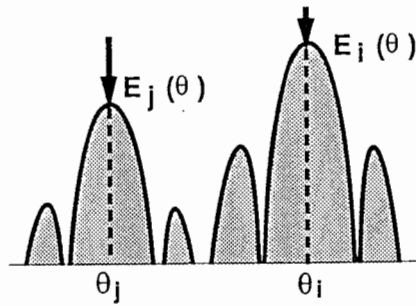
θ_s : direction of main beam

θ_m : direction of nulls

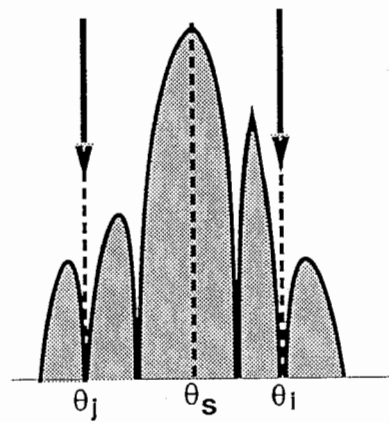
($m = 1 \sim M$)



(a) Initial Pattern.



(b) Superimposed Pattern.



(c) Null Forming Pattern.

$$(c) = (a) - (b)$$

図9 平面波合成法によるナルビーム形成

このウエイト W_{bm} は E_i , E_j の各ビームに対して重み付けをするためのものである。実際にナルビーム形成を行うためには、各素子の励振条件、すなわち、各素子の振幅及び位相を制御する必要があることから、式 (5) を用いて、各素子に与える等価的ウエイトを決定する。

$$W_n = W_{sn} + \sum_{m=1}^M W_{bm} \cdot W_{mn} \quad (5)$$

W_{sn} : weight for forming $E_s(\theta)$

W_{mn} : weight for forming $E_m(\theta)$

式 (5) で決定されるウエイトを各素子毎に与えることにより所望の方向に主ビーム及び零点を形成することができる。

5.2 ナルビーム形成実験

前節で述べた方法によってナルビーム形成実験を行った。実験における各パラメータは表2の通りである。

実験は16素子平面アレーを用いて行い、周波数は1.54GHzとした。また、主ビーム方向として0°を想定し、零点形成方向として、15°方向の場合と45°方向の場合について実験を行った。15°方向に零点を形成する際には、主ビームがそれぞれ0°、30°方向の向いた2つの放射パターンを重畳し、45°方向に零点を形成する際には、0°、45°方向に主ビームが向いた2つの放射パターンを重畳してナルビーム形成を行った。尚、A/D分解能については前述のようにソフトウェア上で処理し、等価的分解能を変化させて実験を行った。

表2 実験パラメータ

周波数	1.54GHz
素子アンテナ	円環パッチアンテナ
アンテナ配列	4×4 正方配列
素子間隔	$\lambda/2$
主ビーム方向	0°
零点形成方向	15° または 45°
A/Dビット長	3 ~ 9ビット

図10は、 0° 方向に主ビームを向け、 15° 方向に零点を形成した際の実験結果であり、図11は 45° 方向に零点を形成した際の結果である。図12はそれぞれの場合について零点付近の様子を拡大したものである。これらの結果から、DBFアンテナを用いて主ビームを所望波の方向に向け、同時に任意の方向に零点を形成することが可能であることが実験的に確認できた。

また、A/D分解能を変化させることにより、主ビーム方向のレベルに対する零点形成方向の相対レベル（零深度）の劣化が認められる。図13は、A/D変換器の有効分解能に対する零深度の変化を示したものである。図中の破線で示してある直線は量子化雑音の変化から予想される理論的傾向を示したものであり、 -6 dB/bit の傾きを持っている。実験結果はこの理論傾向と良く一致しており、量子化雑音が増加する分だけ零深度が劣化することが確認できる。

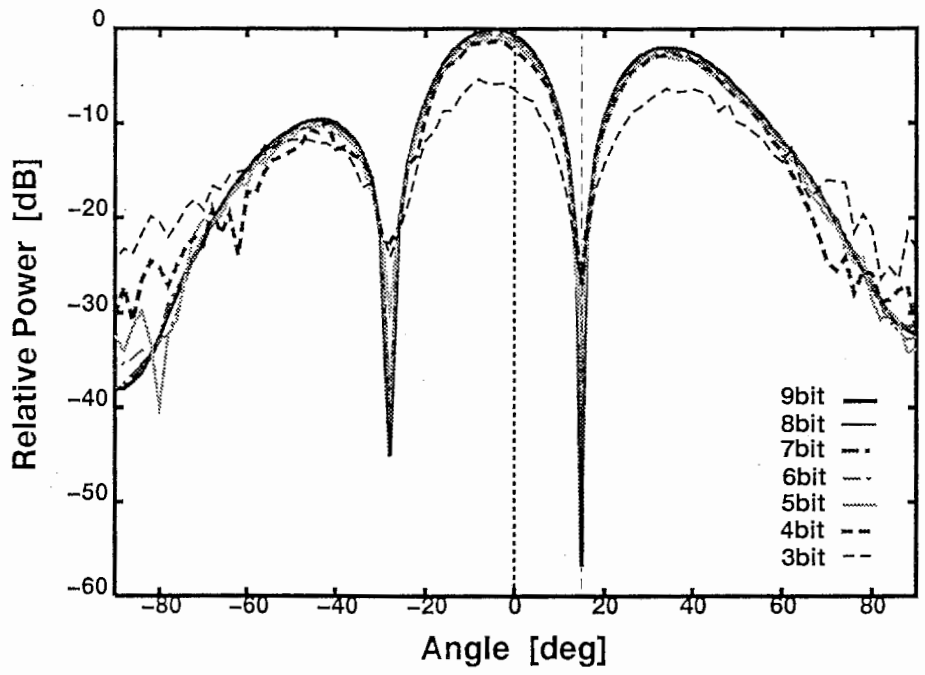


図10 放射パターン (15° 方向にナル形成)

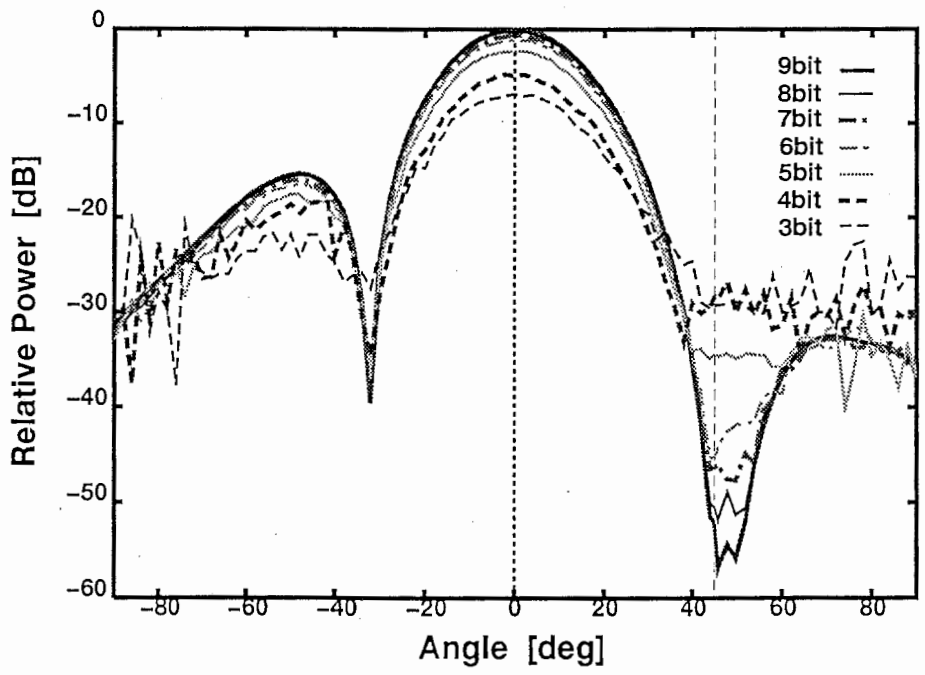
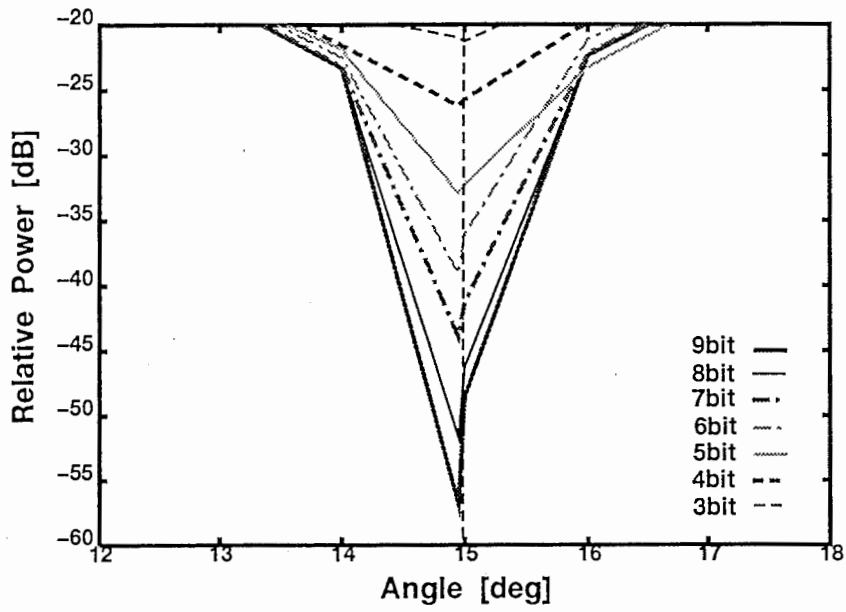
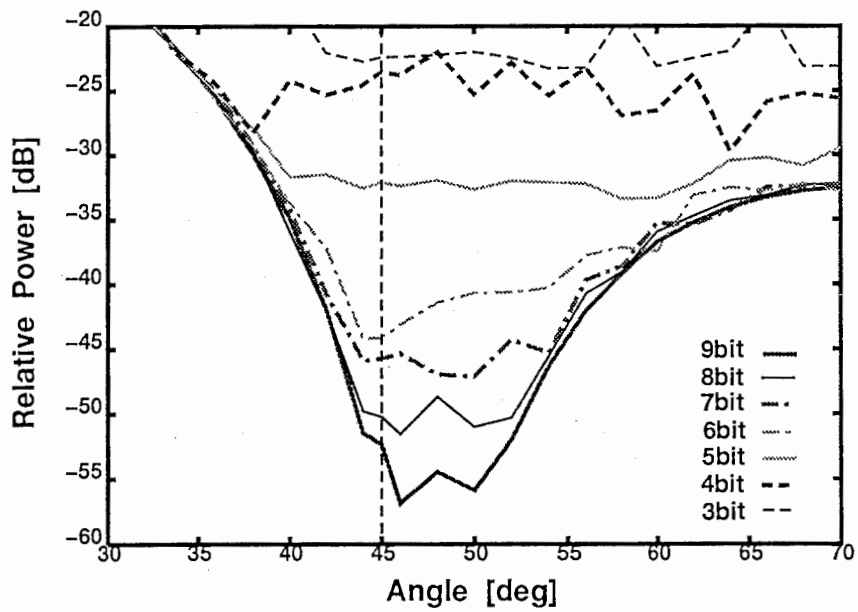


図11 放射パターン (45° 方向にナル形成)



(a) Null location : 15degrees



(b) Null location : 45degrees

図 1 2 零点付近の放射パターン

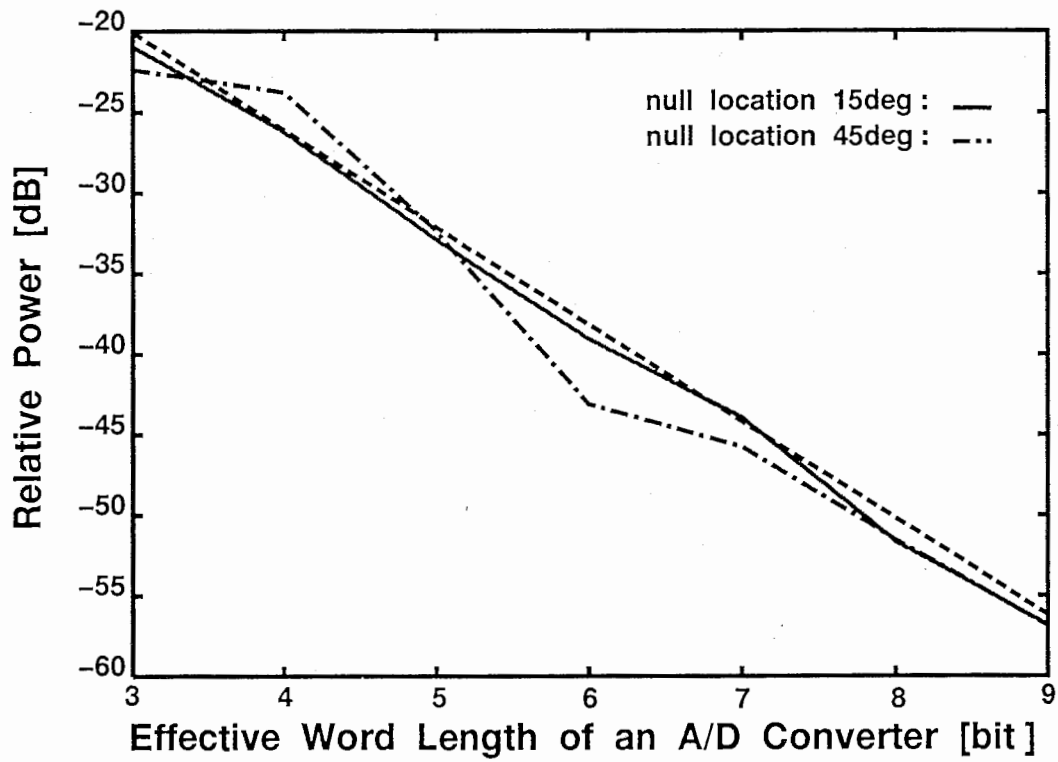


図13 零深度とA/D分解能の関係

6. むすび

本稿では、移動体衛星通信用 D B F アンテナの A / D 変換器について、指向性利得の低下及び干渉波抑圧効果の観点から必要な有効分解能の実験的検討を行った。

アナログ信号を A / D 変換器を通して有限ビット長のデジタル信号に変換した場合、得られるデジタル信号には A / D の分解能に応じた量子化雑音が含まれている。この量子化雑音の影響は、アンテナ放射パターン上では、本来零点であるべき方向のレベルが落ち切らないことや、サイドローブレベルの上昇として観測される。このように主ビーム方向以外への放射が増加することは、相対的に主ビーム方向への放射の割合が減少することであり、量子化雑音の影響は指向性利得の低下として評価できることを示した。利得の低下をどれだけ許容するかによって必要となる A / D の有効分解能が異なってくるが、1 d B 程度の利得低下を許容するならば、16 素子アレーを用いて音声 1 c h 程度の伝送を想定した場合には、6 ビットの分解能があれば十分である。

また、量子化雑音の増加による零点形成方向の放射レベルの上昇は、干渉波抑圧効果の劣化となる。A / D 分解能と零深度の関係から必要とされる有効分解能について検討を行ったところ、零深度は分解能 1 ビット当たり約 6 d B 変化し、量子化雑音が増加する分だけ零深度が劣化することを実験により確認した。また、16 素子アレーの場合、6 ビットの有効分解能で 40 d B 以上の零深度が得られることを確認した。

以上のように指向性利得の低下と干渉波抑圧効果を考慮すると、16 素子アレーの場合には、6 ビットの有効分解能は最低限必要であることが実験的に明らかになり、D B F アンテナの A / D 変換器を設計する際、この値が 1 つの指標になると考える。

謝辞

本研究を進めるにあたりご指導、ご討論頂きました猪股社長、唐沢無線通信第一研究室長に深謝致します。また、古濱前社長、藤瀬前無線通信第一研究室長、中條前主任研究員、千葉前主任研究員、並びに当研究所の諸氏に感謝致します。

文献

- [1]Steyskal H., "Digital beam forming antenn, anintroduction", Microwave Journal, pp.107-124, Jan. 1987
- [2]W.Chujo, K.Kashiki, H.Iwasaki and K.Yasukawa, "Spherical array antenna using disital beam forming techniques for mobile satellite communications", Proc. of ISAP '89, 3A3-2, pp.553-556, Aug. 1989
- [3]W.Chujo and K.Yasukawa, "Design study of digital beam forming antenna applicabile to mobile satellite communications", IEEE AP-S Symp. Digest, 17-6, pp.400-403, May. 1990
- [4]大滝,中條,上原,藤瀬 : "移動体衛星通信用 D B F アンテナの試作", 信学技報, A・P92-32(1992-05)
- [5]P.Y.Zhao and J.Litva, "Considerations for the hardware implimentation of a four element digital beamformer", IEEE AP-S Symp. Digest, vol 1, pp.116-119, Jun. 1994
- [6]田中,三浦,千葉,唐沢 : "A S I C を用いた移動体通信用デジタルビームフォーミングアンテナ", 信学技報, A・P94-61(1994-10)
- [7]田中,三浦,千葉,唐沢 : "A S I C を用いたビームスペース C M A アダプティブアレーアンテナ", 信学技報, A・P94-132(1995-02)
- [8]岩崎,中條,小西,安川,折目,西岡,比嘉,永田 : "移動体衛星通信用 D B F アンテナに関するシステム検討", 信学技報, A・P89-33(1989-07)

[9]I.Chiba and S.Mano, "Null forminf method by phase control of selected array elements using plane-wave synthesis", IEEE AP-S Symp. Digest, pp.70-73, Jun. 1987