

TR-O-0121

29

車載デジタルビームフォーミングアンテナ
による衛星電波の追尾受信実験

三浦 龍

1996. 3.15

ATR光電波通信研究所

車載デジタルビームフォーミングアンテナによる 衛星電波の追尾受信実験

目 次

1. まえがき	1
2. DBF 信号処理アルゴリズムの概要	2
2-1 準同期検波並びにマルチビーム形成	2
2-2 セルフビームステアリング(SBS)アレー	3
2-3 ビームスペース CMA アダプティブアレー	4
3. 衛星受信のための DBF アンテナの構成	6
3-1 RF 系および IF 系の構成	6
3-2 DBF 信号処理部(DSP)	7
4. 実験システムの構成	9
5. 実験結果	12
5-1 転回走行時の追尾受信	12
5-2 陸橋下通過時の追尾受信	16
5-3 マルチパス波を受信した時のビーム形成	18
5-4 SBS と CMA の特性の比較について	21
6. むすび	22
謝辞	22
参考文献	22

1. まえがき

将来のより大容量かつ広帯域な移動通信の構築を考える場合、空間分割多元接続を可能とする高利得かつ狭ビームなアンテナが、基地局と移動局の一方または双方に必要となってくると考えられる。陸上移動通信においては、できるだけ移動局をシンプルにする必要があるため、基地局側においてこのようなアンテナが求められる。また移動体衛星通信においても、主に衛星側にそれが求められるが、衛星通信の場合は陸上通信に比較して、20GHz 以上などのより高い周波数に移行していく傾向があるため、このような場合には移動局においてもこのような高利得アンテナが必要となってくる。

移動通信において移動体あるいは基地局に高い利得のアンテナを用いる必要がある場合、到来波の空間的な捕捉と追尾が必要になる。そのような場合、移動環境の変動は極めて激しいため、アンテナビームの環境への適応は十分高速かつ安定でなければならない。

アクティブアレーアンテナと組み合わせて、空間的なデジタル信号処理を行うことによりビーム形成を行うデジタルビームフォーミング(DBF)アンテナ^{[1][3]}は、これらの要求を満たす有望な技術のひとつである。従来主に軍用にのみ使われていたこの技術は、近年における目覚ましいデジタルデバイス技術の進展により、民生通信用にも適用可能になりつつある。DBFアンテナは、従来のアナログ方式のフェーズドアレー^{[4][5]}と異なりマイクロ波移相器や到来波追尾のための方位センサを必要としない。これらの機能はすべてデジタル信号処理回路で実現されるため、将来 ASIC (特定用途向け IC) 化により高集積化、小型化並びに低価格化が十分期待できる。

DBF アンテナを用いて到来波を自動的にリアルタイムで追尾するアルゴリズムとして、ATR では2つの方法を提案している。1つはセルフビームステアリング(Self-Beam Steering: SBS)アレー^[6]であり、もう1つはビームスペース CMA^[7]である。前者は最大比合成ダイバーシチアレーを DBF で実現したもので、干渉波の除去機能はないが変調方式に依存しない高速かつ安定な到来波の捕捉追尾機能を有している。また後者で用いられている CMA(Constant Modulus Algorithm)はアダプティブアレーの一つであり、干渉波を除去するためのアルゴリズムであるが、所望波の追尾機能も同時に実現するものである。

これらの方法による DBF アンテナのビーム形成機能を移動環境で実証するため、16 素子アレーアンテナと FPGA(Field Programmable Gate Array)を用いたアンテナシステム^{[8][10]}を試作してこれを移動測定車に搭載し、ETS-V が送信する無変調波を追尾受信する実験を行った。本報告では、その実験概要と実験結果について述べる。実験の結果、方位センサ等を使わず最新のデジタルデバイスを用いた信号処理のみによってビーム形成、到来波の追尾が可能なのが衛星通信環境において実証された。これらのアルゴリズムは、本来変調波に対しても有効に動作し、特にビームスペース CMA の場合は、大きな遅延を持つ変調波の到来方向にヌルを形成してこれを除去する特長がある。しかし、今回の実験では変調波の利用ができなかったため、無変調波に対する追尾特性のみに着目した測定を行った。

2. DBF 信号処理アルゴリズムの概要

ここで取り上げる2つのアルゴリズムは、いずれもビームスペースで動作する。すなわち、各アンテナ素子で受信した信号は、ベースバンドにおいて空間FFTが行われマルチビーム形成がなされる。このマルチビーム出力に対して最大比合成処理(MRC)あるいはCMAを行う。こうすることで、アレーアンテナの素子数が非常に多く、1素子当たりの受信SNRが非常に低い場合でもおよそアレーファクタ分だけSNRを稼ぐことができ、アレーアンテナの特長を生かした空間信号処理が可能となる。図1にDBFのためのデジタル信号処理部(DSP)の全体構成を示す。

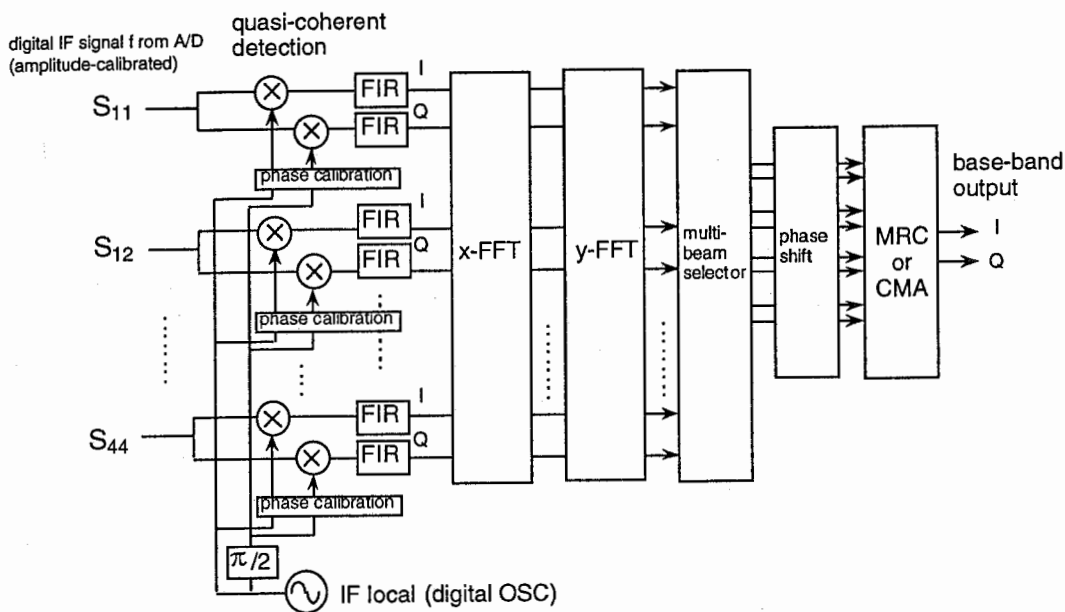


図1 DBFのためのデジタル信号処理部(DSP)

2-1 準同期検波並びにマルチビーム形成¹⁸⁾

DSPでは、まず最初に各アンテナ素子からの信号をベースバンドに変換するため、DSP内部においてデジタル的に発生させた共通のローカル信号を用いた準同期検波を行う。ここで用いるローカル信号は、受信周波数変動がないものとして固定の周波数としている。また、各ブランチにおけるアンテナからIF出力に至るまでの位相の違いを補正するための位相キャリブレーションを、このローカル信号の位相を調整することにより予め行っておく。ただし、振幅キャリブレーションについては、DSP入力においてIFアンプの利得を調整することにより、やはり予め行っておく。準同期検波では、ナイキストフィルタとして10タップ、ロールオフ率0.5のFIRフィルタを用いている。

準同期検波出力は、I信号とQ信号からなる直交ベースバンド信号として得られる。この信号に対して2次元空間FFT(2D-FFT)を行い、アンテナの上半空間に直交マルチビームを形成す

る。この処理により受信信号はエレメントスペースからビームスペースへと変換され、マルチビーム出力信号の中からあるスレッシュホールドレベル以上の信号を選択することにより、アレーファクタを利用した SNR の向上ができる。

一方、一般に FFT 出力の位相中心はアレーの一方の端に位置するアンテナ素子となっている。このままでは、形成されたマルチビームの主ビーム間で位相差が生じるため、到来信号方向の変化に伴って選択ビームが切り替わったときに位相飛びが生じ、次の節以降で述べるビーム形成処理並びにその後のデータ復調に悪影響を及ぼす。このため、選択されたビームの出力信号の位相中心をアレーアンテナの幾何学的中心に移すためのベクトル回転処理（位相シフト）を行う。この処理により選択されたマルチビームの伝達関数は全て同相化され、選択ビームが切り替わった場合の位相飛びを防ぐことができる。

2-2 セルフビームステアリング(SBS)アレー⁶⁾

到来信号の方向に常に指向性を向ける場合、2-1 で述べたようにマルチビーム形成+ビーム選択だけでもある程度アレーファクタを利用した追尾が可能である。しかし、より精度の高い追尾が必要となる場合は、これだけでは不十分である。実際、正方配列アンテナの場合、そのマルチビーム出力は、2 ビーム間でレベルは約 3dB、4 ビーム間では約 6dB の利得低下があり、実際の移動環境では利得の変動が激しくなる。

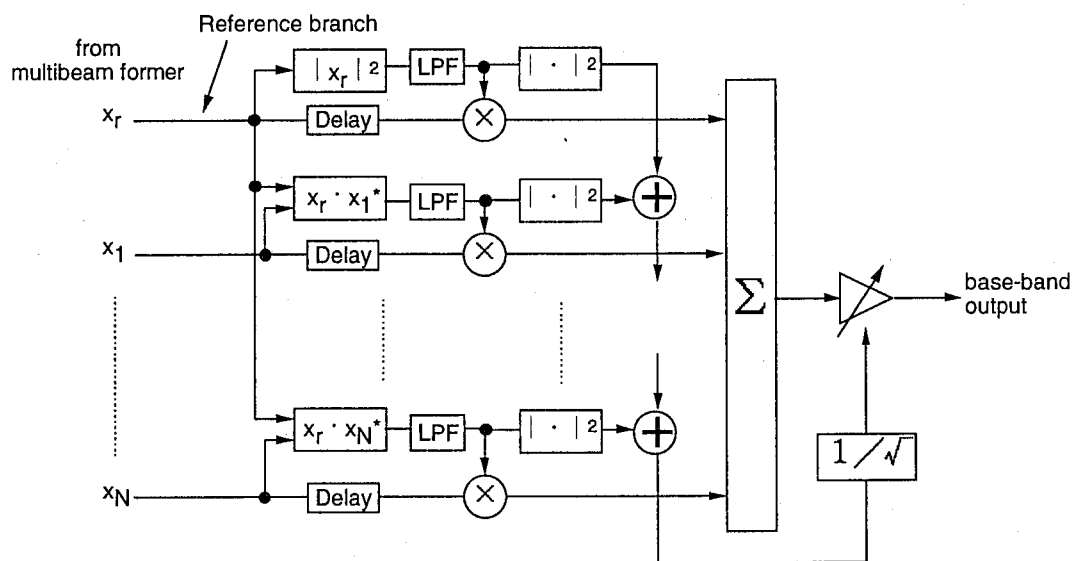


図2 SBS アレーにおける最大比合成による DBF 処理部

ここで提案している SBS アレーは、マルチビーム出力に対して最大比合成(MRC)を行うもので、ダイバーシチアレーの発展形として捉えることができる。この方法では、選択された複数のビーム出力にその振幅に比例したウェイトをかけ、それらを同相合成して出力する。その結果、マルチビームは互いに最適に合成され、到来波の方向に自動的にかつ正確にビームを向ける

ことが可能となる。ビーム間の最大比合成は、マルチビーム出力のベースバンド信号を用いて以下の演算処理により達成される。

$$y = W^T \cdot X / \|W\| \quad (1)$$

$$w_k = F(x_r \cdot x_k^*) \quad (2)$$

ただし、

$$X = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_k \ \dots \ x_N]^T \quad (3)$$

$$W = [w_1 \ w_2 \ \dots \ w_k \ \dots \ w_N]^T \quad (4)$$

であり、 x_k はマルチビーム出力、 w_k はビームにかかるウェイト、 y はSBSアレー出力信号、 k は選択したビームの番号、 r は同相化するための基準ビームの番号($1 \leq r \leq N$)、 N は選択した全ビーム数である。 $\|W\|$ はウェイトベクトルのノルムを表わし、(1)式ではアレーの伝達関数のノルムを1に規格化している。また $F(\cdot)$ は、熱雑音や変調による包絡線変動のウェイト演算への影響を抑圧するためのローパスフィルタ(ビーム形成用LPF)である。同相化のための基準ビームは、最もレベルの高いビームにとる。マルチビーム出力は、前節の位相シフト処理により互いに同相化されているため、到来波方向の変化によって基準ビームが入れ代わっても、SBSアレー出力の位相は連続となる。図2にSBSアレーを実現するための最大比合成によるDBF処理部の構成を示す。

この方法は、オープンループでしかも簡単な演算のみで処理が構成され、変調方式にかかわらず高速で安定なビームステアリング機能の実現が期待できるという特長を有する。また、シンボル遅延の比較的少ないマルチパスが到来している場合、その方向にも指向性を形成し、これを直接到来波にはほぼ最大比合成して合計の受信SNRを改善する性質をもっている^[11]。

2-3 ビームスペースCMAアダプティブアレー^[7]

適応アルゴリズムの1つであるCMAは、本来、定包絡線性の強い変調方式を用いている場合に干渉波の方向に適応的にヌルを向けるアルゴリズムであるが、これをマルチビーム出力に適用すれば、マルチビーム間の最適合成がなされ、より高精度な到来波追尾と干渉波除去の両方が達成できる。その際、CMAは通信信号の包絡線情報のみを元にして重み制御を行うため、参照信号や到来方向等の情報を必要としない。またビームスペースで適応信号処理を行うため、常に高いSNRの入力信号を利用することができ、多素子アレーに適用しても収束速度や安定性が劣化することが少ない。

ビームスペースCMAでは最急降下法を用いることとし、 i をウェイトの更新回数として、次式に従って各ビームにかかるウェイトを更新する。

$$y(i) = W(i)^T \cdot X(i) \quad (5)$$

$$w_k(i+1) = w_k(i) - \mu x_k^*(i) y(i) \left\{ |y(i)|^2 - \sigma^2 \right\} \quad (6)$$

ここで、

$$X(i) = [x_1(i) \ x_2(i) \ \dots \ x_k(i) \ \dots \ x_N(i)]^T \quad (7)$$

$$W(i) = [w_1(i) \ w_2(i) \ \dots \ w_k(i) \ \dots \ w_N(i)]^T \quad (8)$$

であり、 $x_k(i)$ はマルチビーム出力、 $w_k(i)$ はビームにかかるウェイト、 $y(i)$ はCMA出力信号、 μ はステップ定数、 σ は包絡線の目標値、 k は選択したビームの番号、 N は選択した全ビーム数である。図3にCMAアダプティブアレーによるDBF処理部の構成を示す。

CMAでは、結果的にビーム合成信号 y の包絡線変動が最小になるようにウェイト制御が行われるため、マルチパス信号に対しては、シンボル遅延の少ない場合はこれをSBSアレーと同様に取り込んで直接到来波に合成し、シンボル遅延が大きい場合はその方向にヌルを形成してこれを除去するという特徴を有する。

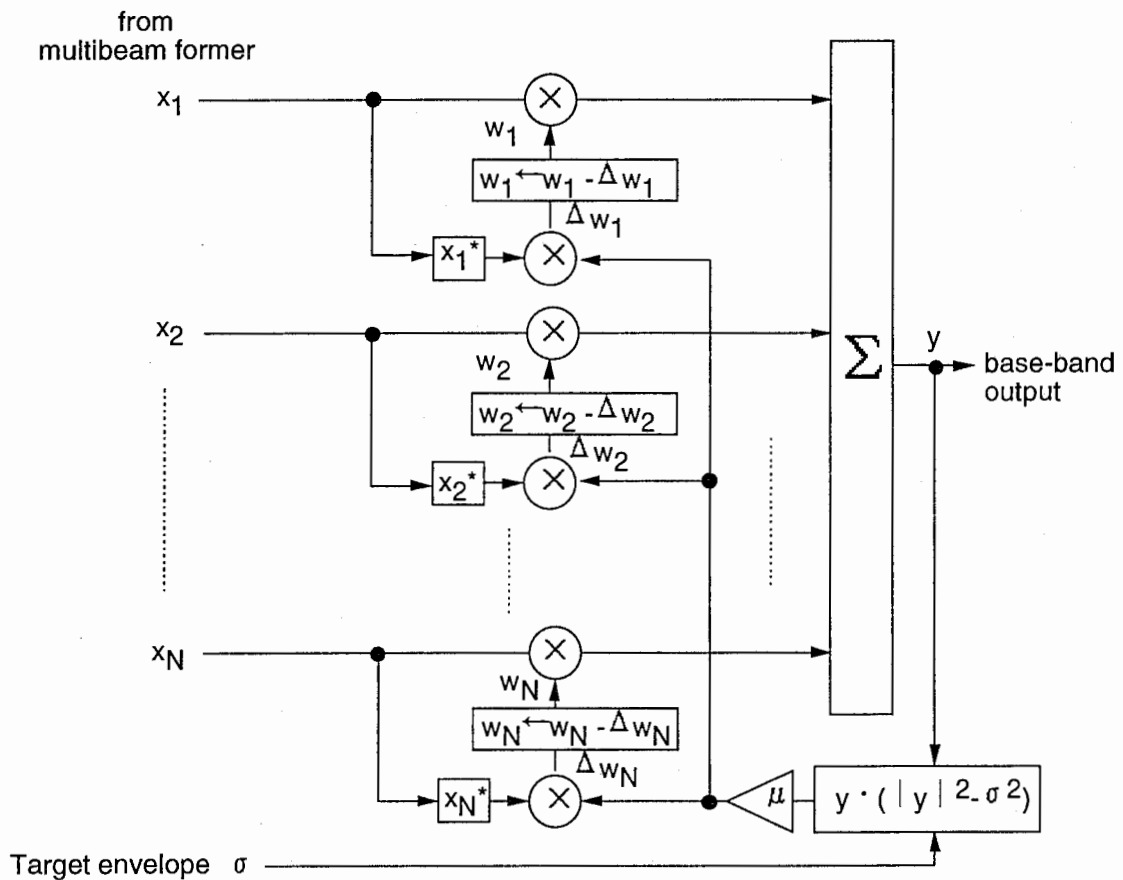


図3 CMA アダプティブアレーによる DBF 処理部

3. 衛星受信のためのDBFアンテナの構成

3-1 RFおよびIF系の構成

実験に用いたアンテナは、図4に示すように、Lバンド(1.54GHz)用の円環パッチ(セルフダイプレクシングアンテナの受信素子)を4×4に正方配列した16素子平面アレーアンテナで、アンテナ基板の裏側には円偏波受信用の90度ハイブリッド、並びに利得約30dB、NF1dBの同軸給電タイプのLNAモジュールが接続されており、受信アクティブアレーを構成している。受信RF信号は、それぞれのブランチ毎に帯域約10MHzのバンドパスフィルタを通過する。このフィルタは、このあとのダウンコンバータ内のアンプの動作点を下げるとともに、衛星信号の約25MHz下に50dB以上も強いレベルで入力してくるMCAの電波をカットし、アンプを飽和させないようにしている。フィルタ出力は、16チャンネルダウンコンバータ(D/C)により直接32kHzのIF信号に変換されたのち、ローパスフィルタ、IFアンプ、ハイパスフィルタを通過し、16チャンネルA/Dコンバータに入力される。ローパスフィルタとハイパスフィルタは合わせてIF帯において帯域約11kHzのバンドパスフィルタを構成し、A/D入力のSNRを高めている。A/Dコンバータは12ビット分解能を有しているが、DSPにおける制約上そのうちの8ビットのみを取り出して128kHzのサンプリングレートでデジタル信号に変換している。図5にRF系及びIF系の構成を示す。

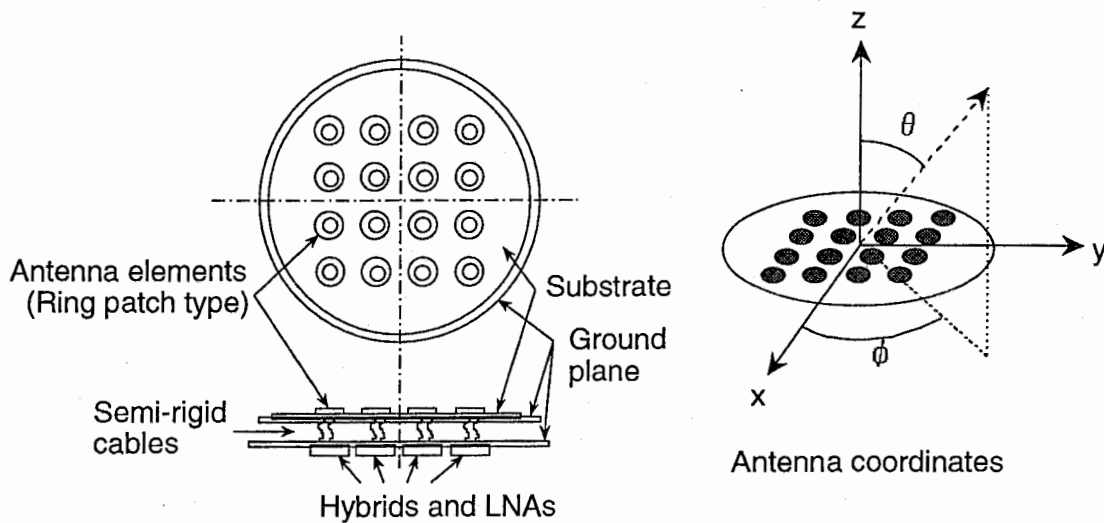


図4 4×4 正方配列平面アレーアンテナ

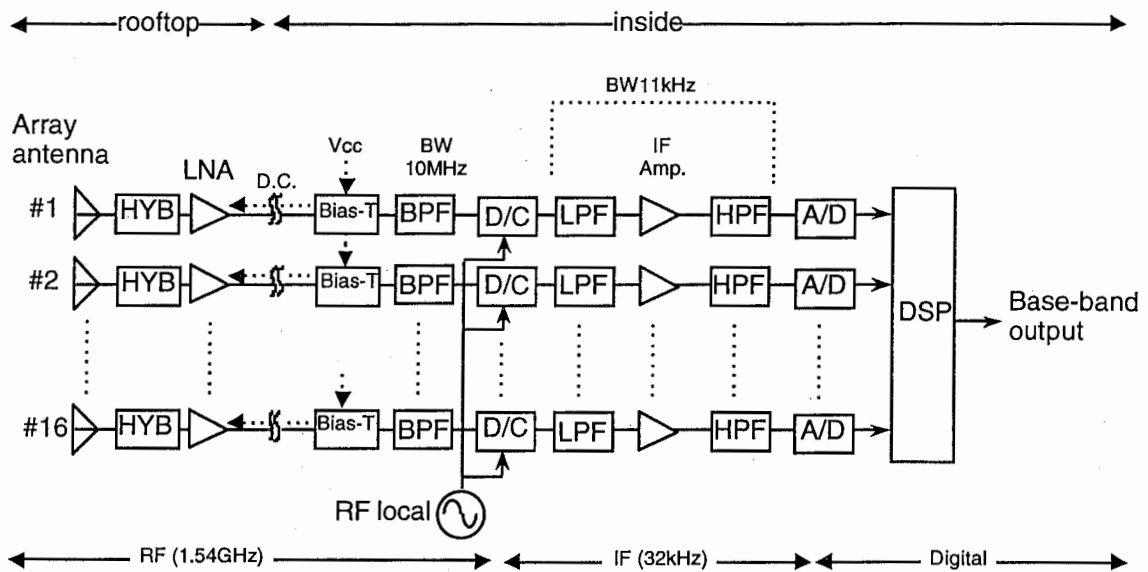


図5 RF系及びIF系の構成

3-2 DBF信号処理部(DSP)^{[8]-[10]}

デジタル化されたIF信号は、1枚のVXI規格のプリント基板(344mm×233mm)上に構成された図6に示す10個のFPGAよりなるDSPボードに入力され、準同期検波、マルチビーム形成、並びにSBSあるいはCMAによるビーム形成が、この1枚のボード上でなされる。使用したFPGAは、ワンチップ内に約25,000ゲートを有している。SBSとCMAの2種類のアルゴリズムは、パーソナルコンピュータからシリアルケーブルを介してFPGAにローディングすることにより、同じボード上で切り替えて実験することができる。

選択されるマルチビームの数は最大4ビームまでとし、ビームの選択に際しては、頻繁にビームが切替わるのを防ぐため、ビーム出力をIIRフィルタにより平滑化した信号を用いた。

SBSアレーで用いているビーム形成用LPFは、最も簡単な構成で比較的狭帯域な特性を得ることができる1次IIRフィルタを採用し、そのフィードバック係数は8ビットで設定できる最大値である0.992とした。

ビームスペースCMAにおいては、選択ビームが切替わってもウェイトの初期化(リセット)を行わず、連続してウェイト更新を続ける方法を採用することにより、移動や雑音に伴って頻繁にビームが切り替わる状況においてもできるだけ形成ビームの連続性を保つようにした。

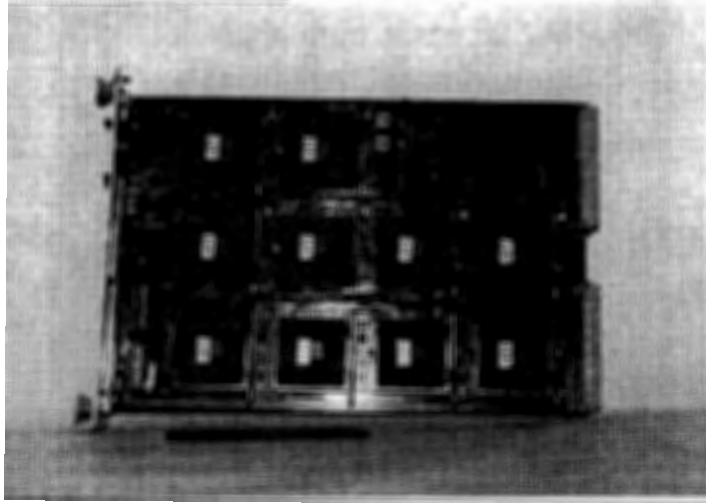


図6 FPGAで構成されたDSPボード

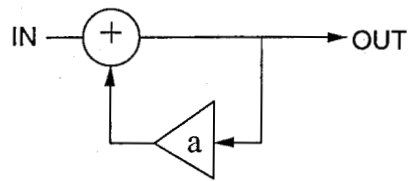


図7 SBSアレーにおけるビーム形成用1次IIRフィルタ(LPF)

4. 実験システムの構成

実験は、ETS-V が送信する Lバンドの無変調波を測定車上で移動受信することにより行った。実験諸元を表 1 に示す。アンテナは図 7 に示すように測定車のルーフ上に水平に設置した。RF 帯のバンドパスフィルタ以下のアナログ系、デジタル系並びにデータ収集系を車内に設置した。測定サイトである京都において衛星仰角は約 47 度であり、衛星の EIRP は約 27dBW、アンテナ 1 素子当たり受信 C/No は約 47dBHz であった。受信 IF 帯域が約 11kHz であることから、アンテナ 1 素子当たりの受信 CNR は約 6.6dB であることになる。

4×4 正方配列アレーの上半空間に形成されるマルチビーム配置と衛星方向の軌跡を図 8 に示す。測定車が回転することにより、斜線で示したビームが最も強いレベルで衛星電波を受信することになる。

表 1 実験諸元

衛星	ETS-V (京都において仰角 47 度)
衛星 EIRP	27dBW
無線周波数(RF)	1.543GHz (左旋円偏波) (無変調波)
受信アンテナ	4×4 半波長間隔正方配列、 円環パッチ平面アレー
低雑音増幅器(LNA)	利得約 30dB、NF 1dB
RF バンドパスフィルタ帯域	10MHz
中間周波数(IF)	32kHz
IF バンドパスフィルタ帯域	11kHz
受信 C/No (1 素子当たりの IF 出力)	47dBHz
A/D 変換サンプリング周波数	128kHz
デジタル量子化ビット数	8 ビット (CMA 内部のみ 12 ビット)
DSP のための ASIC	FPGA (25,000 ゲート) ×10
マスタークロック周波数	7.04MHz
データ収集サンプリング周期	約 8.5msec

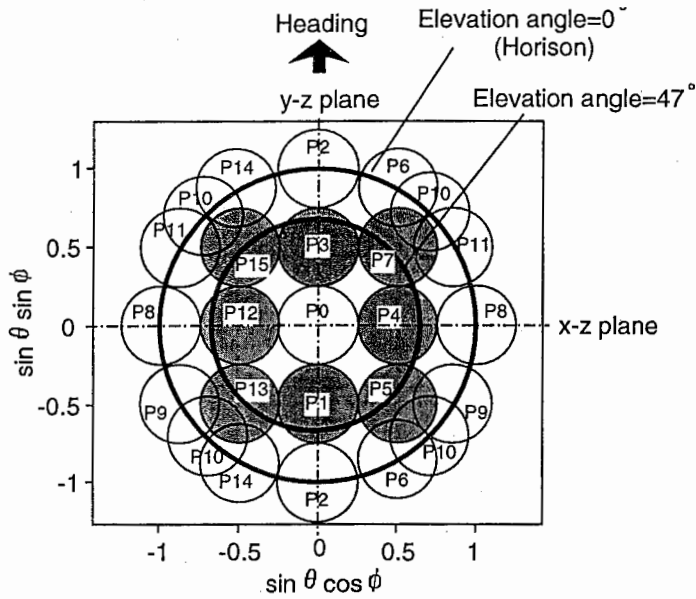


図8 4×4 正方配列アレーの上半空間におけるマルチビーム配置

測定は、見通し内の平坦なグラウンド上や郊外の道路、市街地等を時速約 10~40km/h 程度で走行しながら行った。測定データは、サンプル時間、選択されたマルチビーム番号、それらのレベルによる順番、それらのベースバンド出力(I, Q)、それらのビームにかかったウェイトの実部及び虚部、ビーム合成後の受信ベースバンド信号、任意の1素子における受信ベースバンド信号などであり、サンプリング周期約 8.5msec で FPGA より収集し、ハードディスクに保存した。

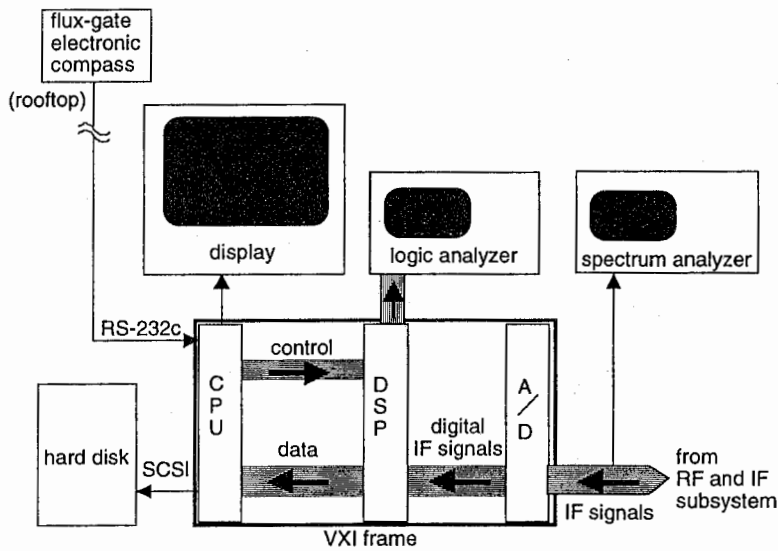


図9 測定システムの構成

また、測定データの評価のために地磁気の方からみた車体のアジマス角並びに車体のピッチ角、ロール角を検出する電子コンパスをルーフ上に設置し、これらのデータをサンプリング周期約 400msec で同時に収集した。なお、DSP におけるパラメータの設定、制御、データのモニタ、収集は全て VXI バス上に組み込まれた UNIX ワークステーション上で行った。図 10 にルーフ上にアレアンテナの設置された測定車の外観を示す。



図 10 測定車の外観

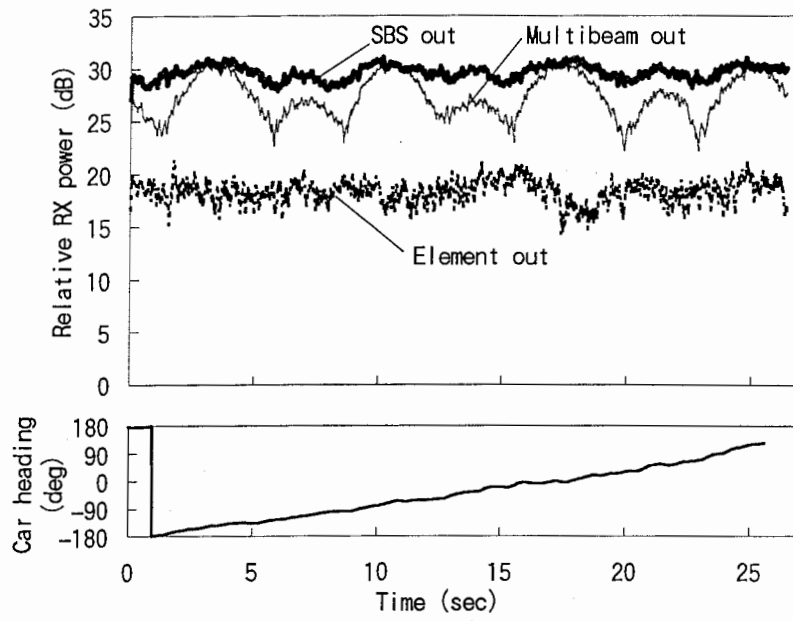
5. 実験結果

5-1 転回走行時の追尾受信

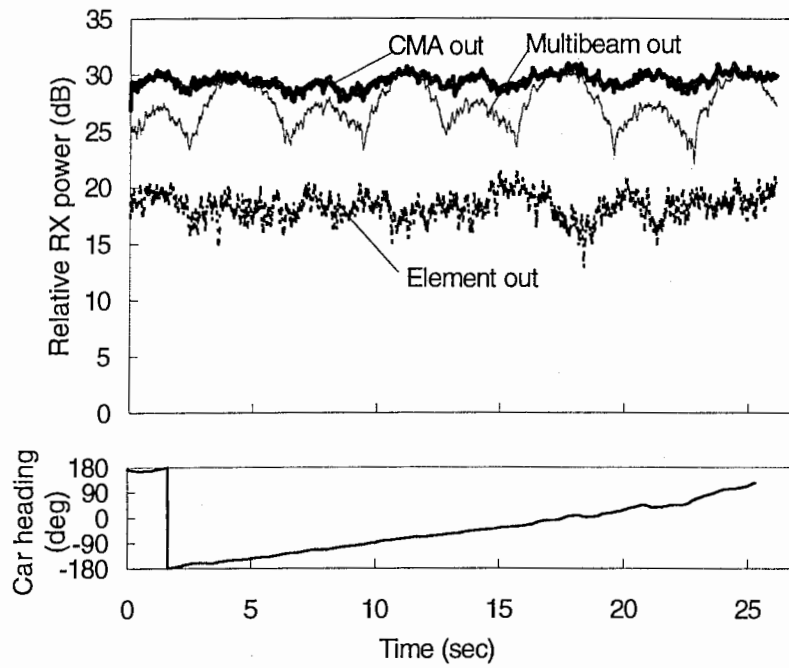
図11は周辺に建物等のないグラウンドにおいて約14°/secで円周上を一周した時の、SBSまたはCMA出力、最大マルチビーム（マルチビームのうち、最もレベルの高いビーム）出力、及び1素子の出力の変化を測定（10点平均）したものである。縦軸はI及びQチャネルのベースバンド出力のデジタル値の2乗和であり、絶対値には意味はない。また、電子コンパスから読み取った車の進行方向(heading)もあわせて示している。最大マルチビームによる受信だけでは、車の回転によって最大6dBp-pほどのレベル変動があるが、SBS、CMAとも、ビーム間の最適な合成により到来波を追尾し、受信レベルの低下が抑えられていることがわかる。また、SBS、CMAによる出力は、素子出力から約12dB上（=16倍）となっており、アレーアンテナとしての利得が得られている。

図12は、到来波追尾時のビームパターンを調べるため、やはり周辺に建物等のない道路の90度コーナーを時速約10km/hで曲がる際、各ビームにかかるウェイトからそれぞれの時間における仰角47度（衛星仰角）のアジマスビームパターンをオフラインで計算して描いたものである。図中の上端にマークした各時間における衛星信号到来方向(DOA)は、電子コンパスで測定される磁気方位から逆算して求めた。ただし車の振動などにより、電子コンパスの精度は±10度前後あると考えられ、参考として示した。縦軸はアンテナのボアサイト方向（天頂方向）の利得を基準とした相対利得で、仰角47度方向の素子パターンによる劣化（近似値）も同時に示されている。横軸は車の進行方向を基準としたアジマス角度を示す。図から、SBS、CMAとも、ほぼ期待通りに到来波方向にビームが形成され、リアルタイムでこれを追尾していることがわかる。

また図13は、同じくコーナー通過時の同じ瞬間における衛星方向アジマス面での仰角ビームパターンを計算したもので、やはり到来波方向に正しくビームが形成されていることがわかる。

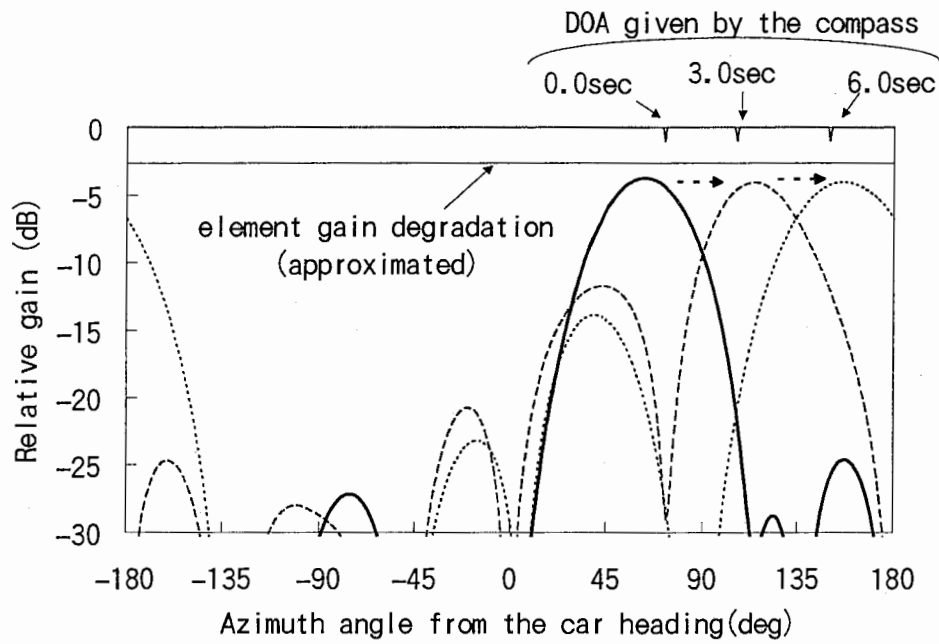


(a) SBS アレー

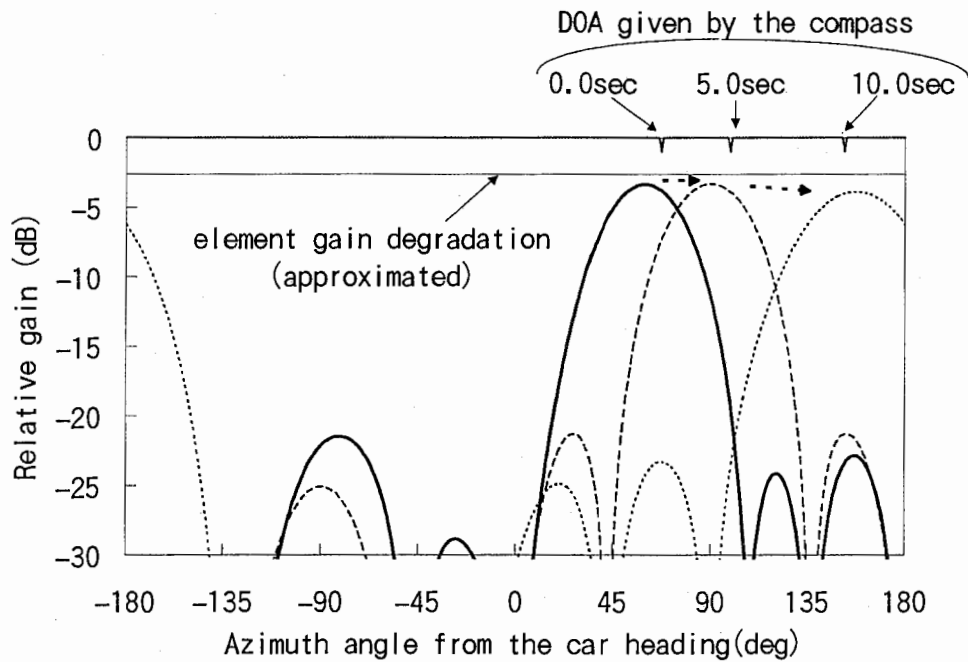


(b) ビームスペース CMA

図 1 1 周辺に建物等のないグラウンドにおける 360 度転回走行時の受信電力

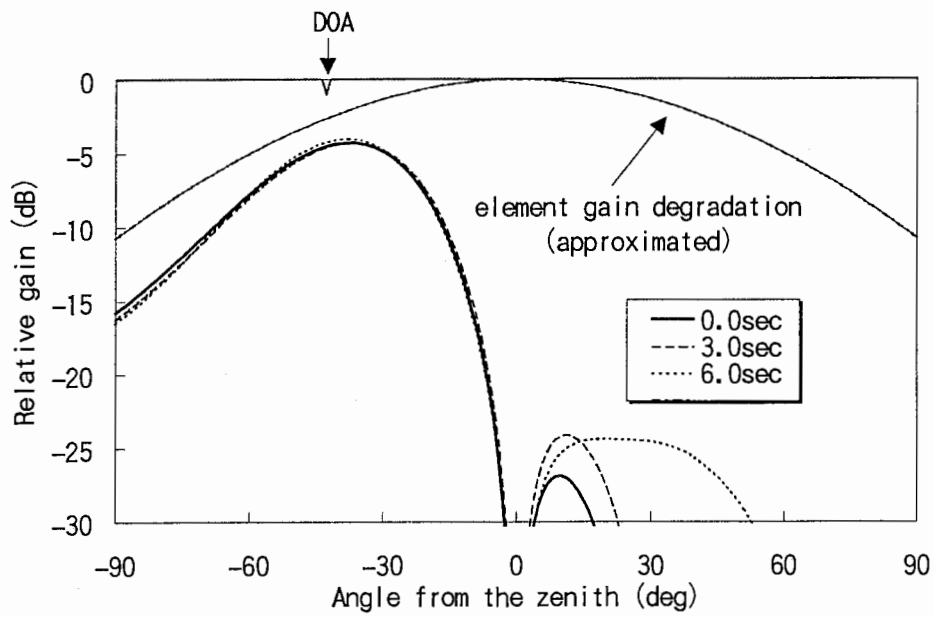


(a)SBS アレー

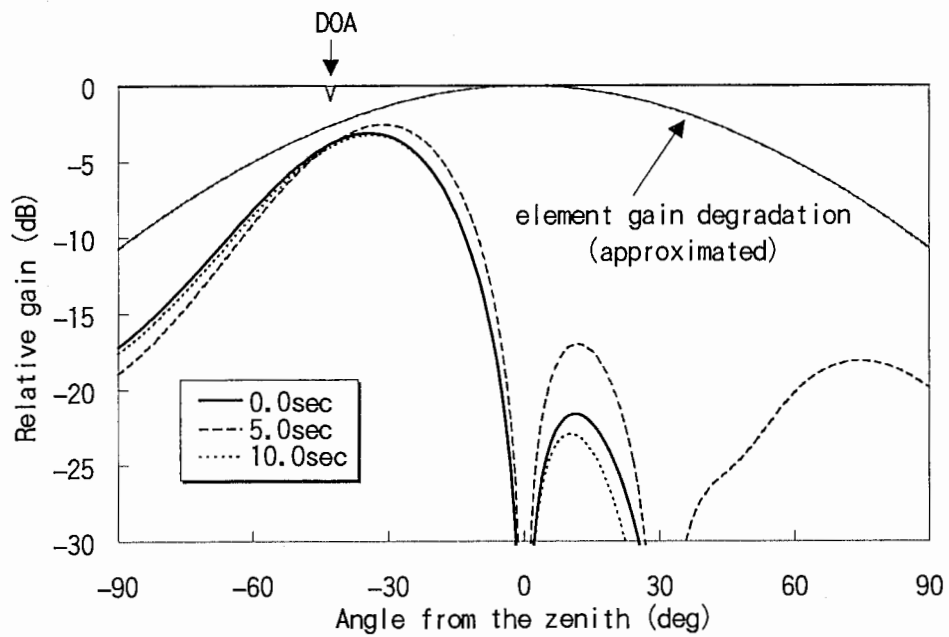


(b)ビームスペース CMA

図 1 2 周辺に建物等のないコーナーにおける 90 度転回走行時の衛星方向仰角 47 度のアジマスパターン (時速約 10km)



(a)SBS アレー



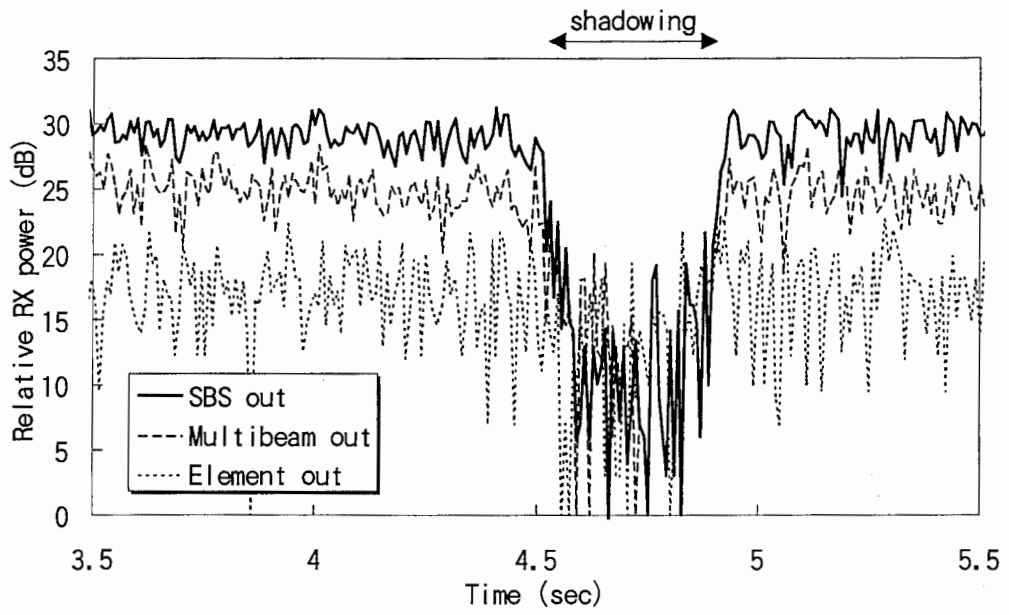
(b)ビームスペース CMA

図 1 3 周辺に建物等のないコーナーにおける 90 度転回走行時 (図 1 2) の衛星アジマス面のエレベーションパターン

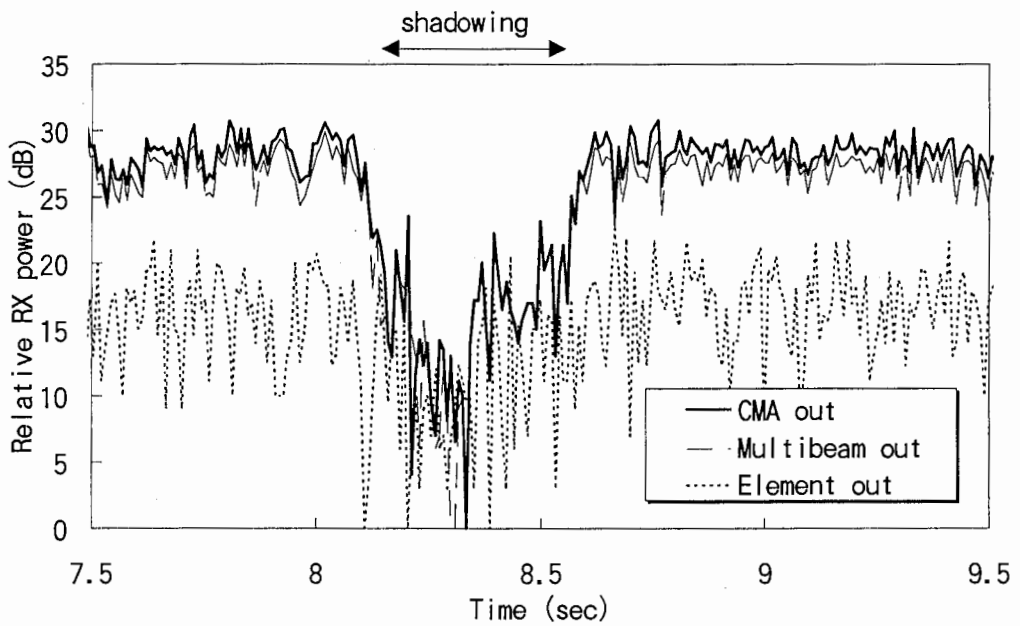
5-2 陸橋下通過時の追尾受信

陸上における移動体衛星通信環境では、通常街路樹、陸橋、建物、トンネル等による大小のシャドウイングが発生する。衛星信号は通常受信電力が低く、もとよりシャドウイング中は通信不能となるが、見通し内に出ると同時にできる限り迅速に到来波を捉えることが、特に小さなシャドウイングが頻繁に発生する場合には、失うデータを最小限に抑える上で重要である。DBF アンテナは方位センサ等を使わず受信信号のみからその指向性を形成するため、できるだけ少ないサンプルデータで到来波方向にビームを向ける必要がある。

図14はシャドウイング時のビーム形成回復機能を調べるため、幅約4mの横断歩道の下を時速約30km/hで通過した時のSBSまたはCMAの出力、最大マルチビームの出力、及び1素子の出力の変化を測定した結果である。SBSでの到来波捕捉の速度はビーム形成用LPFの時定数と受信S/Nで決まる。またCMAではステップ定数 μ 、ウェイト初期値、包絡線目標値 σ 、受信S/Nなどによって決まる。CMAでの測定では、自動リセットモードで回路を動作させた。すなわち、シャドウイングの終了と同時にウェイトはリセットされ、収束動作が新たに開始されている。図では最大マルチビーム出力並びに1素子出力の落ち込みからシャドウイングのタイミングを知ることができるが、SBS、CMAとも全くそれと同じタイミングで信号の落ち込み、回復が見られており、今回のサンプリング精度の範囲内ではビーム形成のタイムラグは全く見られない。すなわち、実際の移動環境における高速な到来波捕捉性能が実証された。この測定でのシャドウイングは短いものであったが、基本的にこの性能は、シャドウイングの長さには関係のないものである。ただし、CMAの測定では、たまたま最大マルチビームのほぼ中心方向に到来波が来ていたものと考えられ、CMAによる合成ビームとの差はもともと小さくなっている。



(a)SBS アレー



(b)ビームスペース CMA
(自動リセットモード)

図 1 4 幅約 4 m の陸橋下通過時の受信電力
(時速約 30km/h)

5-3 マルチパス波を受信した時のビーム形成

SBS アレーはもともと1つの到来波に対する捕捉追尾を行うためのアルゴリズム、またCMAアダプティブアレーも1つの到来波（所望波）を捕捉し、干渉波を除去するアルゴリズムであるが、2-2及び2-3で述べた通り、ともに異なる方向から遅延の小さい複数のマルチパス波の入射があった場合、これも直接波に最大比合成してその電力を有効に利用する指向性ダイバーシチ（パスダイバーシチ）を形成する性質をもっていることがシミュレーション等によって示されている。この性質を確認するため、強いマルチパス環境における受信実験を行った。

図15は、ビルの壁に垂直にゆっくり車を接近させて行きながら測定した瞬時ウエイトから仰角47度方向のアジマスビームパターンを計算したものである。壁、測定車、衛星方向の位置関係は図中に示すとおりである。縦軸は仰角47度における素子パターン劣化を考慮した最大利得を基準とした相対利得を示している。SBS、CMAともにほぼ壁による反射方向にも2次的な指向性が形成され、マルチパス波を取り込もうとしていることがわかる。ただし、壁からの距離により、直接波とマルチパス波の位相差が変化し、アレーの素子数からくる自由度の制限から、マルチパス到来方向の利得はこれに伴って上下している。

図16は、この時の直接波到来方向の指向性利得、並びにマルチパス到来方向の指向性利得の時間変化をそれぞれウエイトから計算したものである。SBSでは直接波方向の利得に大きな変化は見られず、マルチパス方向の利得は壁への距離に応じて徐々に大きくなっている。これは、マルチパスの入射電力に応じたビーム形成がなされるマルチパス波の最大比合成の性質の表われと解釈することができる。一方、CMAではマルチパス波のレベルが大きくなるにつれ、直接波方向のビームにわずかに乱れが生じている。またマルチパス方向の利得は、SBSでは見られる壁への距離に応じた変化があまり見られず、最大比合成の重み付けは若干あいまいになっていると考えられる。

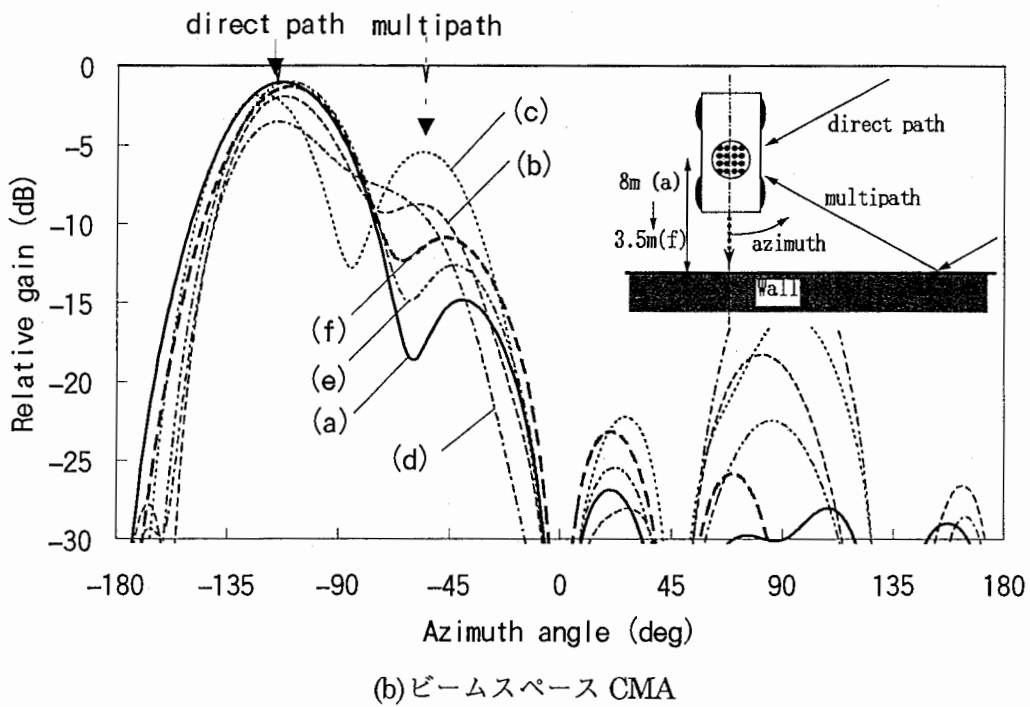
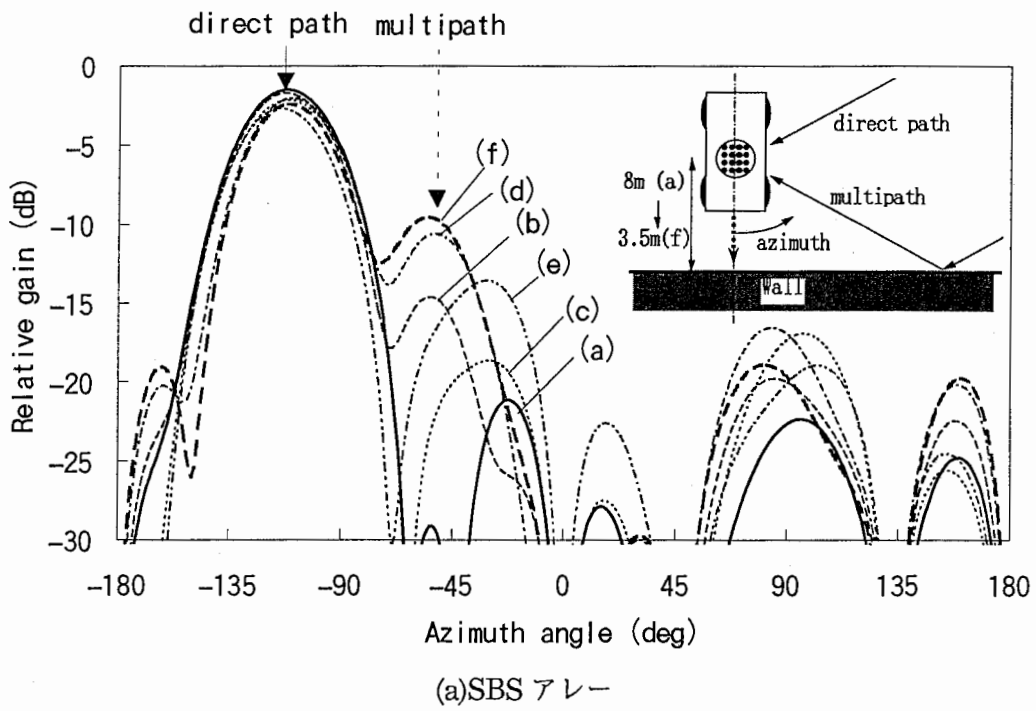
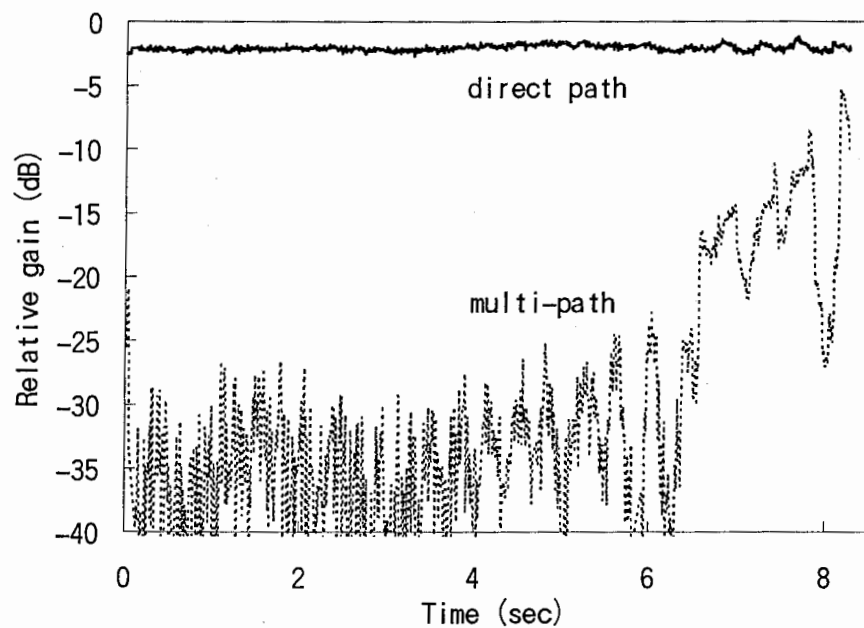
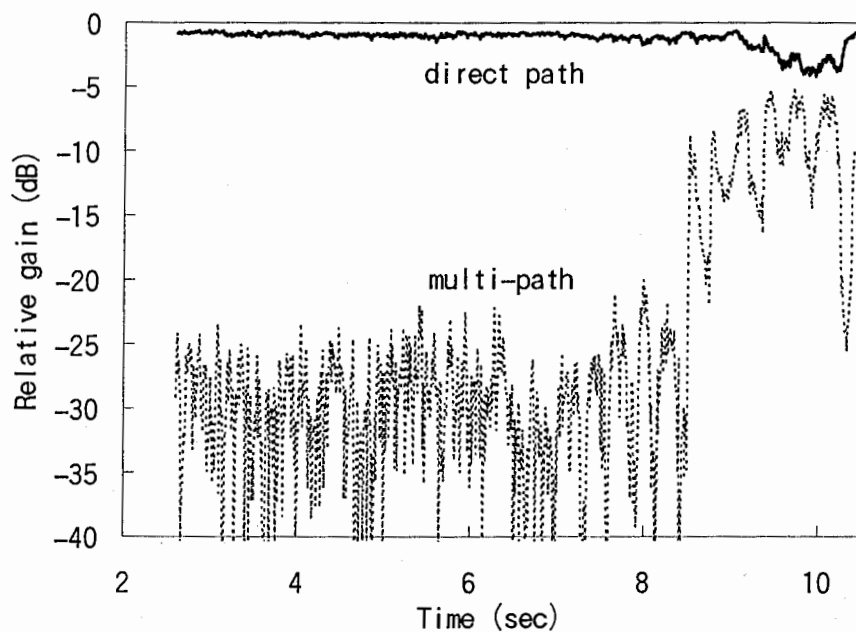


図 15 ビル壁にゆっくり接近した時の仰角 47 度におけるアジマスパターン変化



(a)SBS アレー



(b)ビームスペース CMA

図16 ビル壁にゆっくり接近した時 (図15) の
衛星方向とマルチパス方向の指向性利得変化

5-4 SBSとCMAの特性の比較について

本衛星受信実験では、SBSアレーとビームスペースCMAアダプティブアレーという2つのDBF方式を用いたが、実験結果を見る限り両者はほとんど区別がつかないほどよく似た性能を示した。これは、実験において受信した信号が無変調波だったこと、レベルの大きい、しかもシンボル遅延の大きい、または強いドップラシフトを受けたマルチパスの環境がなかったことなどによる。

両者の違いで第1にあげられるのが、所望波よりはレベルの小さい無相関干渉波または所望波が変調波でシンボル遅延の大きいマルチパス波（ここではまとめて干渉波と呼ぶ）がある場合の動作である。この場合SBSでは通信品質が劣化するが、CMAではその方向にヌルを形成しようとして動作し、通信品質は劣化しない。ただし、その場合、SBSアレーでも干渉波の方向にビームは形成されず、通常のサイドロープレベル程度の利得でしか受信しようとし性質がある。

第2に、シンボル遅延の小さいマルチパス波に対してもビームを形成する場合で、移動局の移動によりドップラシフトを受けている場合の動作である。ドップラシフトが無い場合、すなわち移動局が停止している場合は両者はほぼ同じ性質を示すが、ドップラシフトがある場合は、SBSアレーはそれでもできるだけ（ビーム形成用LPFが追従できる範囲で）マルチパスを最大比合成しようとして動作するが、CMAでは数Hz以上のドップラシフトがあるだけでこの方向にヌルを形成して除去しようとする性質がある。したがって、5-3の実験のように、ゆっくり移動局が移動している場合などはマルチパスを取り込む、取り込まないの境界付近となり合成受信S/Nを最大にする最大比合成とはならない。

第3に、捕捉追尾速度の違いがあげられる。これは、原理的にSBSがオープンループ、CMAがクローズドループで動作することからくるものであるが、比較的レスポンスが遅いと考えられていたCMAでも実際の陸上移動環境では追従速度、シャドウイングからの復帰速度などで有為な遅れはみられないことが実証された。本実験では、連続信号を用いた受信を行っているが、例えばDBFアンテナを衛星や基地局などに用いてTDMAによる多元接続を行う場合などは、バースト毎にわずかなシンボル系列を用いてビーム形成を行う必要があるため、捕捉追尾速度の性能が問題となってくると考えられる。

以上述べた相違点に関する、今後シミュレーション等を通じた詳細な検討は今後の課題である。

6. むすび

FPGAを採用して大幅に小型化されたデジタル信号処理ハードウェアを用いたDBFアンテナにより、静止衛星より送信されるLバンド無変調波を移動測定車上で追尾受信した実験の概要とその結果の一部について報告した。アルゴリズムとしては、ビームスペースで動作するSBSアレー及びCMAアダプティブアレーを用い、現実の移動通信環境において、方位センサ等、到来波方向に関する事前情報を用いることなしに、実際にデジタル信号処理のみによって到来波方向に適応的にリアルタイムでビームを形成する優れた性能が実証された。

上記2つのアルゴリズムは、非常に少ない演算量で実現できるという特長をもち、本実験においては、これらが現実的なハードウェアで十分実現可能なものであることが示された。またこれらは、変調波にも対応でき、特にSBSアレーではドップラシフトを伴うマルチパスを最適合成し、またCMAでは遅延の大きなマルチパスや無相関な干渉波を除去するという特長もっている。本実験では、変調波の利用ができなかったため、これらの特長に関する詳細な測定はできなかったが、その基本となる到来波の捕捉並びに追尾性能に関しては十分検証することができた。

本実験は、陸上移動体衛星通信という環境を想定した実験となったが、DBFの技術、アルゴリズム自体は、移動局だけでなく、衛星側や地上における陸上移動通信システムの基地局などにも適用が期待されるものであり、特にマルチビーム出力に対して適応合成を行うアルゴリズムは、将来通信容量の増大に伴ってアンテナを大規模アレー化する必要が生じた場合に威力を発揮するものと期待される。

謝辞

本実験を遂行するにあたり、ETS-V衛星の使用に関してご協力いただいた郵政省通信総合研究所の担当者の各位に深く感謝する。また、実験に関するさまざまなご助言、ご指導、ご鞭撻を頂いた猪股社長並びに唐沢室長に深く感謝する。さらに、測定車でのデータ取得作業でご協力頂いた無線通信第1研究室の各位に深く感謝する。

参考文献

- [1] Steyskal H.: "Digital Beamforming Antennas - An introduction" , Microwave J., **30**, 1, pp. 107-124 (1987-01).
- [2] Steyskal H. and Rose J., "Digital Beamforming for Radar Systems", Microwave J., **32**, 1, pp. 121-136, (1989-01).
- [3] 唐沢好男、猪股英行: "通信用デジタルビームフォーミングアンテナ -見えてきたインテリジェントアンテナの将来-" , 信学誌, **78**, 9, pp. 899-906 (1995-09).

- [4] Ohmori S., Mano K. and Tanaka K.: "A Phased Array Tracking Antenna for Vehicles", Proc. the 2nd International Mobile Satellite Conference, pp. 519-522, Ottawa Canada (1990-06).
- [5] Martzaklis K. and Raquet C.: "A Mobile Phased Array Antenna Satellite Terminal and Associated Demonstrations with ACTS", Proc. 16th AIAA International Communications Satellite Systems Conference, pp. 688-698, Washington, DC (1996-02).
- [6] 堀江章夫、三浦龍、唐沢好男: "ビームスペースで最大比合成受信を行うデジタルビームフォーミングアンテナの追尾特性", 信学技報 AP95-44, pp. 31-35 (1995-08).
- [7] 千葉勇、中條渉、藤瀬雅行: "ビームスペース CMA アダプティブアレーアンテナ", 信学論(B-II), J77-B-II, 3, pp. 130-138, (1994-03).
- [8] 田中豊久、三浦龍、千葉勇、唐沢好男: "ASIC を用いた DBF マルチビームアンテナの開発", 信学論 (B-II), J78-B-II, 9, pp. 602-610 (1995-09).
- [9] Tanaka T., Miura R., Chiba I. and Karasawa Y.: "An ASIC Implementation Scheme to Realize a Beam Space CMA Adaptive Array Antenna", IEICE Trans. Commun., E78-B, 11 (Nov. 1995).
- [10] 田中豊久、三浦龍、唐沢好男: "DBF セルフビームステアリングアレーアンテナの信号処理部の開発", 信学技報 RCS 95-112, pp. 1-8 (1996-01).
- [11] Miura R., Tanaka T. and Karasawa Y.: "An Algorithm for a DBF Self-Phased MRC Array Operated in Mobile-Satellite Multipath Channels", Proc. 16th AIAA International Communications Satellite Systems Conference, pp. 1368-1374, Washington, DC (1996-02).