

リソース割当再構成技術 (DBF / チャネライザ) の開発

小宮山典男 三浦 周 織笠光明 藤野義之

アンテナビームを柔軟に形成するデジタルビームフォーマ (DBF) とチャンネルを柔軟に切り替えるデジタルチャネライザを一体化した衛星搭載用 DBF / チャネライザの受信用及び送信用のプロトタイプを開発した。これらの構成法と主要特性であるチャネライザ特性、ビーム指向方向補正機能、ビーム帯域幅可変機能、A/D コンバータのビット数と通信性能との関係について評価結果を示すとともに、搭載性の課題について述べる。

1 まえがき

NICT では、通信手段が極端に減少する災害時や、通信手段の少ない辺境な地や日本を取り巻く広大な EEZ の海洋においても通信を確保するため、日常的に多くの人が使用している携帯電話を用い、衛星通信に割り当てられている S 帯 30 MHz の上り下り 2 バンドの周波数帯を利用することにより、多くの端末から見通すことが可能で、地上の災害には無縁である静止衛星を介して通信路を確保できる地上／衛星共用携帯電話システム (STICS) の研究を行っている^[1]。

この衛星システムは図 1 に示すように、小電力の地上携帯電話と赤道上空約 36,000 km にある静止衛星とを接続するシステムである。地上携帯電話は小電力であり、衛星側には高利得の送受信システムが必要である。このため大型アンテナやスポットビームの採用が必須となる。

スポットビームはカバー範囲と利得の関係から 100 程度のビーム数が必要である。スポットビームの配置例を図 2 に示した。このスポットビームの形成には約

100 素子程度のフェーズドアレイアンテナの採用が考えられている。これらのアンテナ素子からの受信信号を処理して各ビームからの信号を識別し、またアンテナ素子への各ビーム向けの信号を生成し出力するデジタルビームフォーマ (DBF) が必要となる^[2]。

隣り合ったスポットビームでは干渉を避けるため異なる周波数を用いる必要があり 7 周波数の繰り返し使用が考えられる。7 周波繰り返し周波数配置例を図 3 に示した。

利用周波数帯域 30 MHz を均等割りすればビームあたり約 4 MHz の帯域が利用できる。ビーム間の接続は衛星上で切替えを行うか、または、一旦すべての信号を地上に落とし、ビーム間接続の処理を行った後、衛星に再送信し衛星上にて各ビームへの信号として分離し、新たな周波数に再構成を行う必要がある。

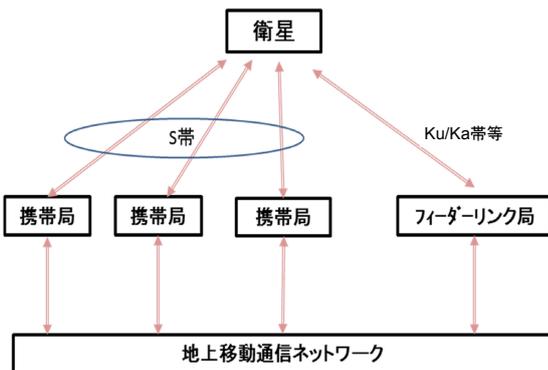


図 1 地上／衛星共用携帯電話システム概念図

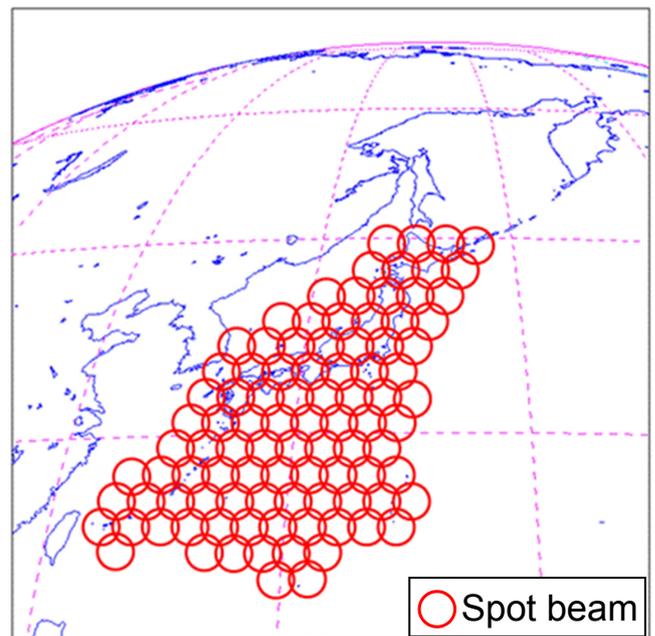


図 2 ビーム配置例

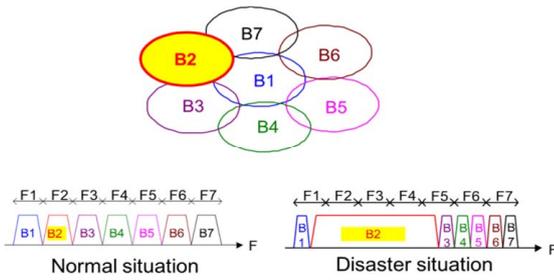


図3 7周波数配置と災害時周波数帯域割当て例

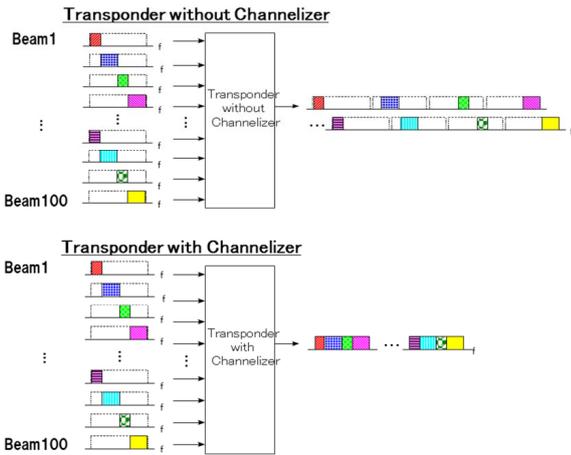


図4 チャネライザの帯域有効利用効果

る。STICS においては後者の一旦地上に送信する方式を採用している。いずれの方式においても衛星上にて、周波数ブロックで信号を分離し再構成を行う機能が必要となる。周波数の分離単位のサイズによるが数千から数万ブロックの分離や再構成操作を効率よく行いフィーダリンクにより地上に接続するチャネライザの採用が必要になる。チャネライザを採用するシステムの優位性を示す図を図4に示した。チャネライザがない場合には送出信号が各ビームを単純に加算した無信号の帯域の多い広帯域の信号となってしまうが、一方チャネライザがある場合には各ビーム内の信号も分離し無信号の帯域が少なくなるよう再配置するため、フィーダリンクの帯域幅を節約することができる。またチャネライザの別の効果として図3に示すようにチャネライザの可変帯域機能により各ビームに割り当てる周波数の割合をフレキシブルに運用するリソース割当再構成技術を利用することで、災害時において特定のビームに非常に多くの周波数を割り当てる事が可能となる。

図5にDBFとチャネライザを有するトランスポンダーの概念図を示した。衛星搭載用DBF／チャネライザ

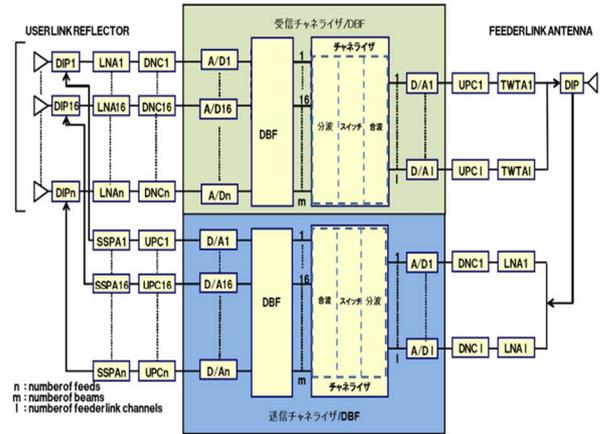


図5 DBF／チャネライザを有するトランスポンダーの概念図

イザはユーザー側マルチビームアンテナ素子と接続する100以上の入出力信号端子とフィーダリンク側への非常に広帯域の入出力信号端子とを併せ持ち、また、衛星搭載のために小型軽量低消費電力で実現する必要がある。NICTでは、衛星上でリソース割当再構成を実現する衛星搭載用DBF／チャネライザについて、プロトタイプの開発を行っている^[2]。本稿では、衛星搭載用DBF／チャネライザのプロトタイプ構成法及び各種性能^[2]に関して説明するとともに、キーデバイスであるA/Dコンバータのビット数と装置性能の関わりの評価、衛星搭載に向けた評価として真空環境における熱放散システムの温度分布評価、耐振動試験による評価を行い、高真空で重量、消費電力が極めて限られた環境下で使用される衛星搭載用DBF／チャネライザの実現性を論じている。

2 DBF／チャネライザの構成

2.1 DBF／チャネライザの構成法

DBF／チャネライザを構成する方法としては、図6のようにDBFとチャネライザをそれぞれ独立して設け、ビームフォーミング処理とチャネライジング処理を個別に実施する方法(DBF／チャネライザ個別処理構成)と、図7のようにアンテナ素子からの入力をチャネライザの分波機能でチャンネル単位等に分割した状態でDBF処理を行い、最後にチャネライザの合波機能で帯域合成する方法(DBF／チャネライザ一体処理構成)がある。

2.2 DBF／チャネライザの演算処理

例えば図3のビーム／チャンネル構成の場合について比較すると、図6に示すDBF／チャネライザ

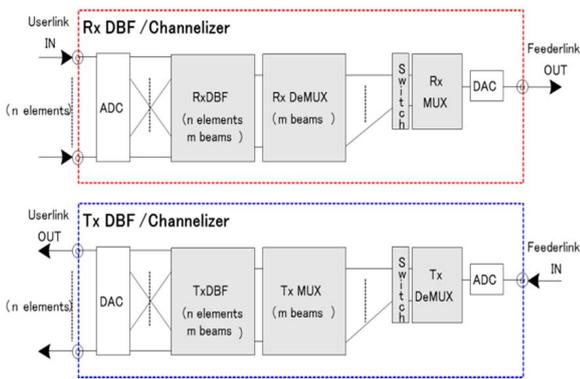


図 6 DBF / チャネライザ個別処理構成

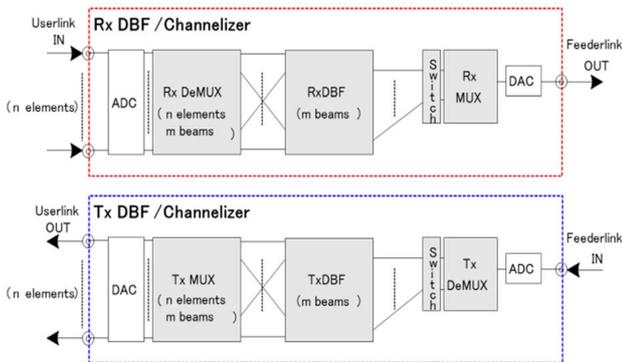


図 7 DBF / チャネライザ一体処理構成

個別処理構成のケースでは、マルチビーム形成する各 DBF がユーザリンクの全処理帯域幅 (図 3 の F1~F7) 分の演算処理を常時行うため、演算量が多くなる。

これに対し、図 7 に示す DBF / チャネライザ一体処理構成のケースでは、各 DBF は平常時にはビームあたりの帯域幅 (図 3 の F1 のみ) 分の演算処理を行えばよく、また、災害発生時に特定のエリアに帯域を振り向ける場合も、ビームあたり帯域幅よりも狭い帯域で (少ないチャンネル単位で) 演算処理を行う DBF を多数実装しておくことにより、通信信号の存在しない周波数帯を演算処理する無駄を抑制することが可能となり、DBF 処理の演算量が少なくて済む。

具体的には、Tx/Rx 各 DBF の乗算器数 : D は、各 DBF の演算量 (1 秒当たりの乗算回数) : C、乗算器の動作周波数 : fop と定義すると C/fop で表される。例えば、素子数 : n、ビーム数 : m、ユーザリンク処理帯域幅 : 28 MHz、ユーザリンクの周波数繰り返し数 : 7、乗算器の動作周波数 : 256 MHz とすると、DBF / チャネライザ個別処理構成のケースでは、 $D = (n \times 4 \times m \times 28 \times 10^6 [\text{回/秒}]) / (256 \times 10^6 [\text{回/秒}])$ 、DBF / チャ

[multipliers]

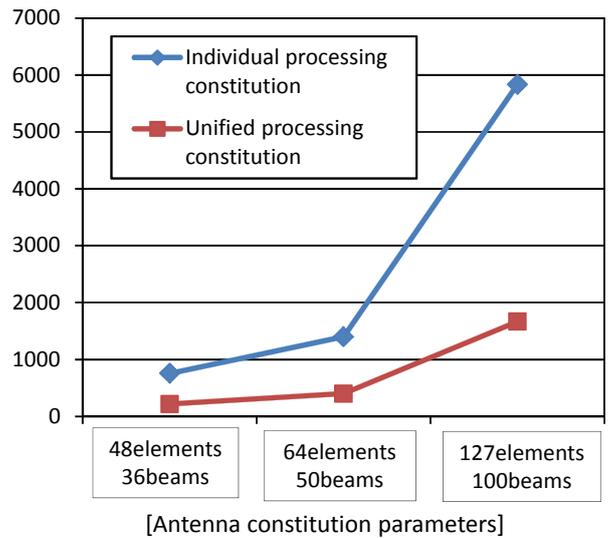


図 8 素子数、ビーム数をパラメータとした DBF 処理の乗算器数の例

ネライザ一体処理構成のケースでは、1 チャンネル単位に DBF 処理を行う理想的なケースの場合、 $D = (n \times 4 \times m \times 28 \times 10^6 / 7 [\text{回/秒}]) / (256 \times 10^6 [\text{回/秒}]) \times 2$ となる。

素子数、ビーム数をパラメータとした DBF 処理の乗算器数の例を図 8 に示す。乗算器数はどちらの処理構成でも素子数、ビーム数に応じて直線的に増加しており乗算器数の比は一定である。一方で、素子数、ビーム数に応じて乗算器数の絶対量の差が拡大することが分かる。例えば STICS で想定する 127 素子 100 ビームに対応した DBF を実現するためには、宇宙用グレードで現在市販されている最も乗算器の収容数の多いクラスの FPGA 品種を使用した場合において、DBF / チャネライザ個別処理構成では計算上 19 個程度の FPGA を要するが、DBF / チャネライザ一体処理構成では 6 個程度で済む。

これらのことから、STICS クラスの多素子、多ビームを実現する場合、一体処理構成により衛星搭載品の重要な要求条件である装置の外形寸法・質量・消費電力を大きく低減できることが分かる。

3 最終的な DBF / チャネライザの構成とプロトタイプの様

上記の利点から、本研究では図 7 に示した一体処理構成の DBF / チャネライザを採用することとした。そして、本方式の実現性を検証するため 16 素子、16 ビームの送信 DBF / チャネライザと受信 DBF / チャネライザのプロトタイプを開発した。

DBF / チャネライザの最終システムとプロトタイ

3 地上／衛星間干渉回避及び周波数割当技術

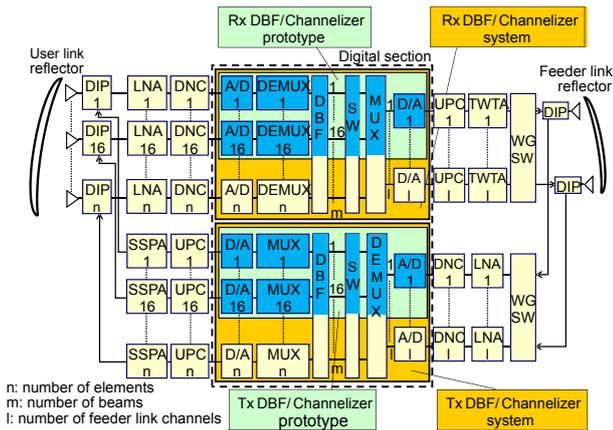


図9 最終的な DBF / チャネライザを有するトランスポンダーのブロック図

プの範囲を図9に示した。図9では左がユーザリンクアンテナ部 (User link reflector)、右がフィーダリンクアンテナ部 (Feeder link reflector) である。図9では A/D 変換器 (A/D) から D/A 変換器 (D/A) までの間が受信 DBF / チャネライザと送信 DBF / チャネライザの範囲であり、n が素子数、m がビーム数である。STICS 衛星の最終システム (Tx/Rx DBF/Channelizer system) は 100 素子、100 ビーム程度を想定しており、プロトタイプ (Tx/Rx DBF/Channelizer prototype) は 16 素子、16 ビームとした。

受信系 (リターン系) はユーザリンクアンテナ部からの S 帯入力を増幅器 (LNA) で増幅後、IF 帯に周波数変換器 (DNC) で変換し、受信 DBF / チャネライザの A/D 変換器に導く。DBF / チャネライザでは、分波部 (DEMUX) でサブチャンネル単位に分波し DBF でビームを生成したのち、交換部 (SW) でチャンネルを周波数軸上に再構成して合波部 (MUX) で合波して D/A 変換器に出力する。その後、周波数変換器 (UPC)、増幅器 (TWTA) 等を通じてフィーダリンクアンテナ部に伝送する。

送信系 (フォワード系) はフィーダリンクアンテナ部からの入力信号を増幅器 (LNA) で増幅後、IF 帯に周波数変換器 (DNC) で変換し A/D 変換器に投入する。送信 DBF / チャネライザでは、分波部にて分波して、交換部でチャンネルを周波数軸上に再構成したのち所望のビームに割当て、DBF でビームを生成したのち、合波部で合波して D/A 変換器で出力する。その後、周波数変換器 (UPC)、増幅器 (SSPA) 等を通じてユーザリンクアンテナ部に送出する。

プロトタイプの外観を図10に、仕様を表1に示す。使用帯域幅について、ユーザリンクは地上・衛星共用で使用可能な S 帯の帯域幅 30 MHz を想定する。

フィーダリンクは 1 ビーム当たり帯域幅とビーム数から計算すると 430 MHz 程度必要 (4.3 MHz/ビ

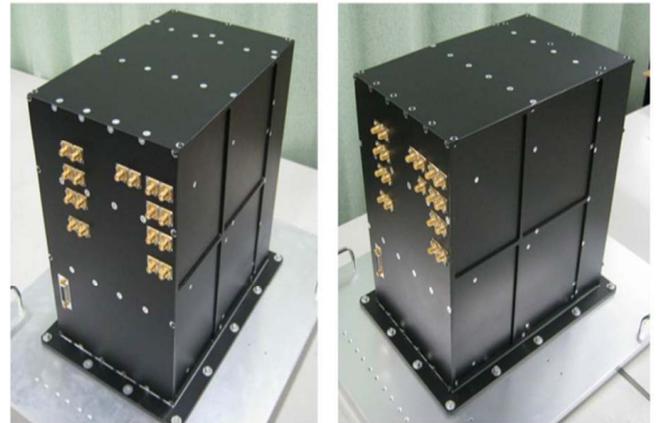


図10 プロトタイプ送信 DBF / チャネライザ及び受信 DBF / チャネライザの外観図

表1 プロトタイプ DBF / チャネライザの仕様

項目	仕様	
	受信 DBF / チャネライザ	送信 DBF / チャネライザ
入出力周波数帯域幅	入力：80 MHz 帯 30 MHz 幅 出力：1280 MHz 帯 200 MHz 幅	入力：1280 MHz 帯 200 MHz 幅 出力：80 MHz 帯 30 MHz 幅
DBF	16 素子、16 ビーム対応 (帯域幅 2 MHz 分処理 × 32 個) 受信 DBF はビーム指向方向補正機能付き	
チャネライザ	分波処理帯域：32 MHz 分波チャンネル数：256 合波チャンネル数：2048 合波処理帯域：256 MHz	分波処理帯域：256 MHz 分波チャンネル数：2048 合波チャンネル数：256 合波処理帯域：32 MHz
A/D, D/A	サンプリング周波数： 64 MHz (A/D) 1024 MHz (D/A) 量子化ビット数： 14 ビット (A/D) 12 ビット (D/A)	サンプリング周波数： 1024 MHz (A/D) 256 MHz (D/A) 量子化ビット数： 12 ビット (A/D) 14 ビット (D/A)
形状	W180 mm × D276 mm × H300 mm	
質量	8.6 kg	8.1 kg
消費電力	180 W	200 W

ム × 100 ビーム) であるが、衛星総合送信電力の制限下では 100 MHz 程度で十分である (チャンネル間隔 10 kHz、同時接続回線数 1 万回線の場合)。しかしながら将来の衛星バスの能力向上を見越して 200 MHz 以上と想定する。これらを満足するように処理帯域としてユーザリンク帯域幅 32 MHz、フィーダリンク帯域幅 256 MHz を仕様とした。

4 チャネライザの設計

チャネライザは、帯域幅を可変にする方法として、①帯域幅の異なる複数のフィルタを用意し選択する方法、②サブチャンネルに分けたベースフィルタを所望の帯域に合成する方法^[3]等があるが、可変帯域の自由度が高い②を採用した。

チャネライザは、柔軟性と周波数利用効率の面で優れている帯域合成ポリフェーズ FFT 方式を採用し、図 11 の例のようにレジスタと乗算器・加算器からなるサブフィルタと FFT 回路で構成した。本回路は分波回路を示しており、入力信号を多数のサブフィルタでポリフェーズフィルタ演算し、FFT を通して各サブチャンネルの出力が得られる。

帯域合成ポリフェーズ FFT 方式は、図 11 のように細かく分波したサブチャンネルを交換、合波処理を行うので、合成帯域幅や出力周波数配置の設定自由度が高く、柔軟性の面で優れている。

また、帯域合成ポリフェーズ FFT 方式では、同一のフィルタ特性を持つ細かい多数のサブチャンネルを所望の帯域幅に合成するため、合成後のチャンネルのフィルタ特性の遷移領域が常に 1 サブチャンネル分で済む。したがって、ある程度合成帯域幅が大きければ

フィルタのタップ数をそれほど増やさなくても高い周波数利用効率を得ることができるので、周波数利用効率の面で優れている。

帯域合成をするため、図 12 に示す動作イメージのように、中心周波数を BW/2 ずらした 2 種類のサブチャンネルグループを生成するフィルタバンクを用意した。

チャネライザの分波チャンネル数は、細かいほど柔軟性・周波数利用効率に優れるが、フィルタの回路規模が増えるので、チャネライジング単位とフィーダリンク帯域使用率の関係を解析し、250kHz 単位でのチャネライジングを実現する仕様 (ユーザリンク側 256 分波、フィーダリンク側 2,048 分波、サブチャンネル帯域幅 125 kHz) とした。

このチャネライザにおいては、カットオフ周波数 0.5 T (T: シンボル間隔)、ロールオフ率 0.5 とした場合のサブチャンネルのフィルタ特性は図 13 のようになる。

サブチャンネル帯域幅を BW とすると、低域側、高域側の遷移領域幅 (Transition band (1), (2)) がそれぞれ $BW * 3/8$ であるため、サブチャンネルのフィルタ遷移領域幅 f_t は次式 (1) で表される。

$$f_t = (BW * 3/8) * 2 \tag{1}$$

したがって、BW=125 kHz の場合、 f_t は 93.75 kHz となる。

f_t の値は、サブチャンネルを合成して形成したチャンネルにおいても変化しないので、例えば 1 MHz チャンネルにおける通過帯域幅は $1 \text{ MHz} - f_t \approx 0.906 \text{ MHz}$ となり、周波数利用効率は処理帯域外への漏れ込みなく 90.6% を実現することが理論上可能となる。同様に、4 MHz チャンネルにおける通過帯域幅は図 14 のように $4 \text{ MHz} - f_t = 3.906 \text{ MHz}$ となり、周波数利用効率は処理帯域外への漏れ込みなく 97.6% を実現することが理論上可能となる。

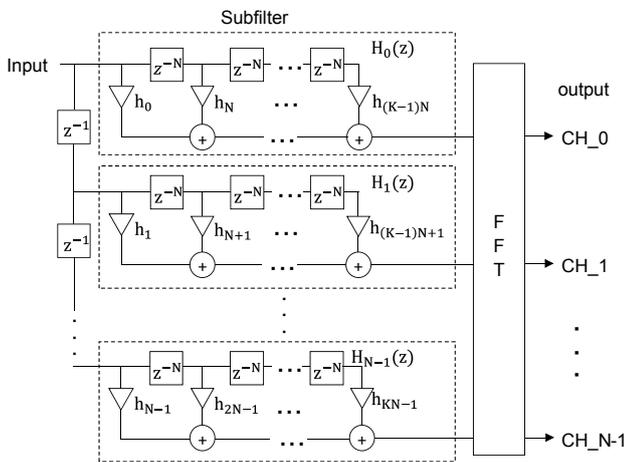


図 11 ポリフェーズ FFT の構成例

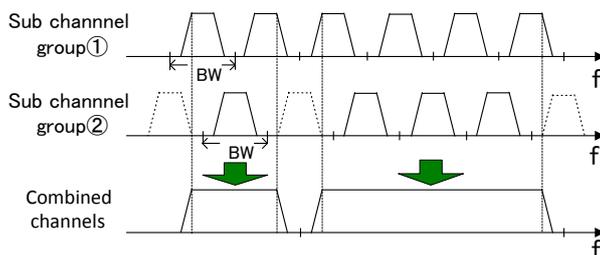


図 12 チャネライザ動作イメージ

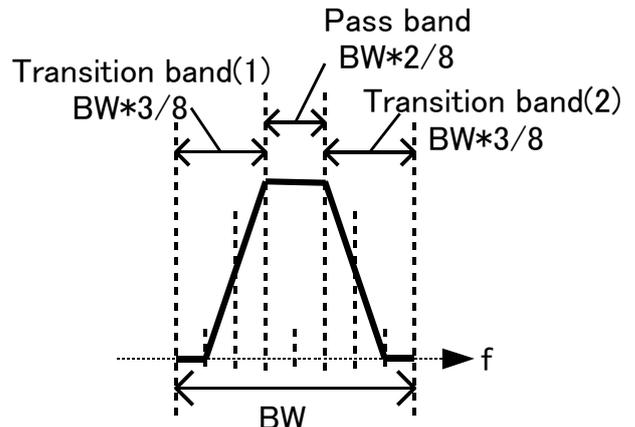


図 13 サブチャンネルのフィルタ特性

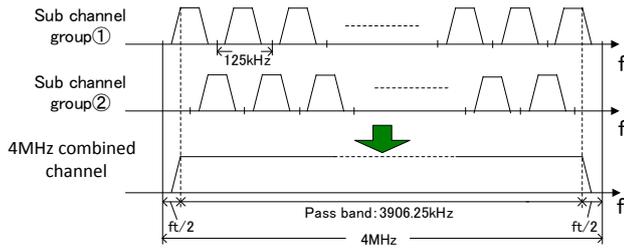


図 14 4MHz チャンネルの周波数利用率

5 DBF の設計

5.1 DBF の構成

DBF は、ビーム毎の割当て帯域幅を柔軟に変更可能とするため、処理帯域 2 MHz の DBF 回路を 32 個実装し、2 つの DBF 回路で平常時の 1 ビーム分の帯域 (4 MHz) を処理する方式とした。

プロトタイプ の DBF では、各 DBF 回路で 16 素子の処理を行い、アンテナビーム方向を制御するとともに、チャネライザと組み合わせることで 16 ビーム帯域可変 DBF を実現した。

5.2 ビーム指向方向の制御

ビーム指向方向の高精度化のため、受信 DBF / チャネライザに、ビーコン信号の RF センサ演算を用いた DBF フィードバック機能を付与した。

これは、指向方向の基準となるビーコン信号の入射方向に対して、受信 DBF で形成するビーコン信号用ビームの指向方向のずれを検出し補正する機能である。

DBF フィードバック機能のブロック構成を図 15 に、また、DBF フィードバック機能の制御フローを図 16 に示す。

入力信号の一部に割り当てたビーコン信号を Rx 分波部で抽出し、Rx DBF 部内で通信チャンネル用 DBF とは別に設けたビーコン信号用 DBF で、DBF 係数テーブルにあらかじめ設定した DBF 係数の初期値に基づき RF センサ和信号 (Sum signal) 演算、差信号 (東西) (Diff signal (AZ)) 演算、差信号 (南北) (Diff signal (EL)) 演算を実施する。

制御部 (Rx Cont) では、和信号出力・差信号 (東西) 出力・差信号 (南北) 出力の位相の極性 (符号) から以下のアルゴリズムで二次元の補正方向を検出する。

まず、和信号位相 (ϕ_a)、差信号 (東西) 位相 (ϕ_{daz})、差信号 (南北) 位相 (ϕ_{del}) を下記の式 (2) ~ (4) にて求める。

$$\phi_a = \tan^{-1}(Q_a/I_a) \quad (2)$$

$$\phi_{daz} = \tan^{-1}(Q_{daz}/I_{daz}) \quad (3)$$

$$\phi_{del} = \tan^{-1}(Q_{del}/I_{del}) \quad (4)$$

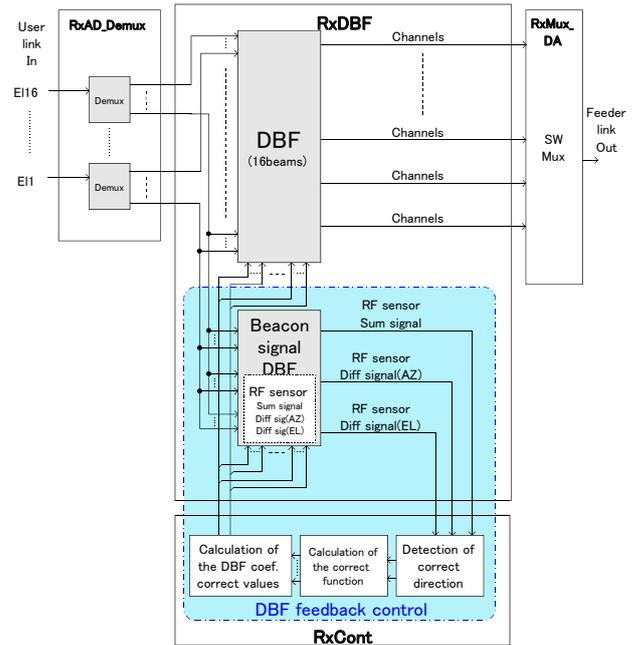


図 15 DBF フィードバック機能のブロック構成

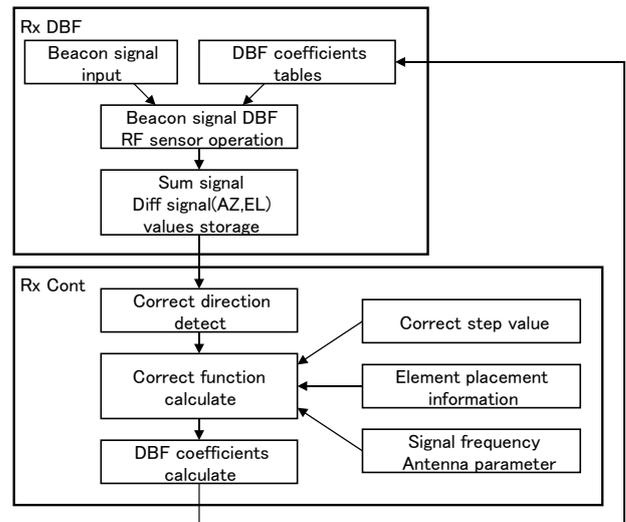


図 16 ビーム指向制御フローチャート

ここで、 I_a は和信号出力の実数値、 Q_a は和信号出力の虚数値、 I_{daz} は差信号 (東西) 出力の実数値、 Q_{daz} は差信号 (東西) 出力の虚数値、 I_{del} は差信号 (南北) 出力の実数値、 Q_{del} は差信号 (南北) 出力の虚数値である。

次に、 ϕ_a と ϕ_{daz} の符号、 ϕ_a と ϕ_{del} の符号を照合し、それぞれの照合結果が一致 (同相) の場合は - 方向、不一致 (逆相) の場合は + 方向を「補正方向」と判定する。

この判定結果と、あらかじめ設定した補正ステップ量 (Correct step value)、素子配置情報、信号周

波数、鏡面の有無等のアンテナパラメータに基づき、各 DBF 各素子の DBF 係数の補正関数 (Correct function) を算出して各 DBF 係数を補正し、各ビームの DBF 係数テーブルに反映する。この動作を繰り返すことによりビームの指向方向を補正する。

6 プロトタイプの評価結果

6.1 チャネライザの特性

受信 DBF / チャネライザ、送信 DBF / チャネライザそれぞれのチャネライザ特性を測定し、周波数利用効率、フィーダリンク入出力帯域幅が所要性能を満たす結果を得た。

図 17 にチャネライザの分波 / 合波特性のシミュレーション結果例、図 18 に送信 DBF / チャネライザで取得したチャネライザ特性例、表 2 に周波数利用効率とフィーダリンク入出力帯域幅の測定結果を示す。

実測結果は理論値及びシミュレーション結果とほぼ一致し、周波数利用効率、フィーダリンク入出力帯域

幅が所要性能を満たすことを確認した。

各帯域幅のチャンネルのフィルタ特性から分かるように、チャンネル帯域幅によらず急峻なエッジとなることが帯域合成ポリフェーズ FFT 方式の特徴である。

図 19 に B2 の帯域幅を 4 MHz、8 MHz、16 MHz、25 MHz の 4 種類の帯域幅に割り当てた場合の割り当て例を示し、図 20 に実験の結果を示した。波形の識別のために信号にレベル差を与えているが、割り当ての帯域が期待値と合致していることが分かる。

表 2 試作チャネライザの帯域利用効率

項目	結果	備考	
周波数利用効率	1 MHz / チャンネル	91 %	通過帯域 (0.5 dBpp) 0.91 MHz
	4 MHz / チャンネル	97.5 %	通過帯域 (0.5 dBpp) 3.9 MHz
フィーダリンク入出力帯域幅	200 MHz 以上		

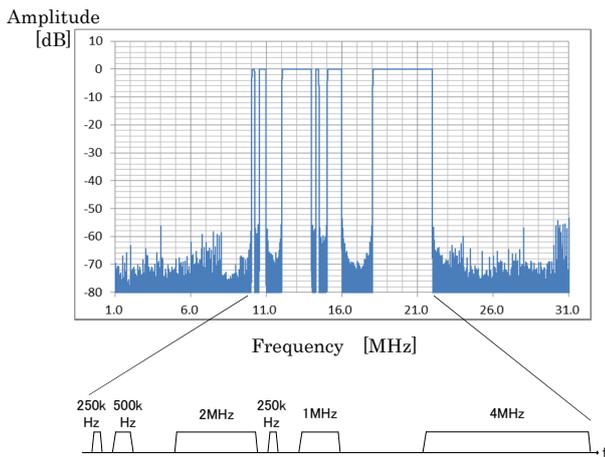


図 17 チャネライザの分波 / 合波特性のシミュレーション結果例

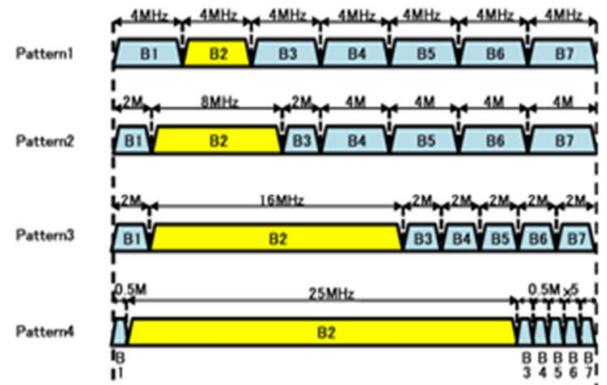


図 19 7ビームへの周波数帯域の割当て例

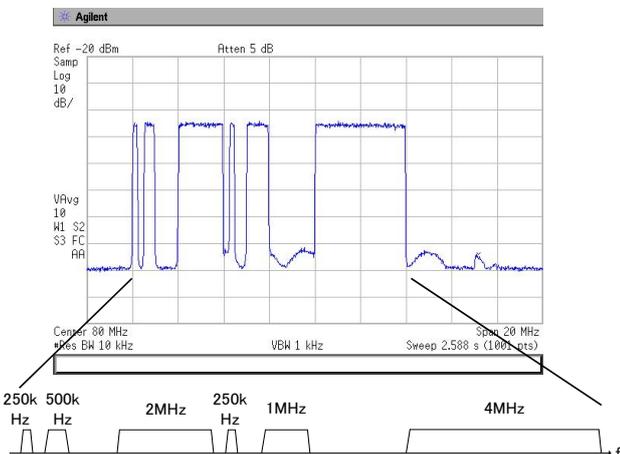


図 18 チャネライザの分波 / 合波特性の実測結果例

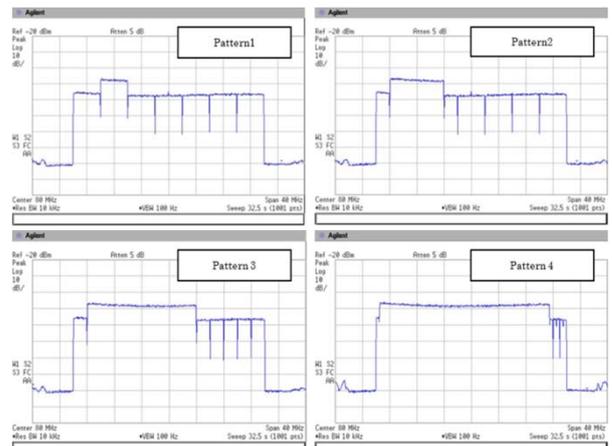


図 20 7ビームへの周波数帯域の割当て実験結果

6.2 ビーム指向方向補正機能 (受信 DBF / チャネライザ)

受信 DBF / チャネライザの DBF フィードバック機能を確認するため、反射鏡なしのケースで東西方向、南北方向にそれぞれ +10 deg オフセットした和信号、差信号 (東西)、差信号 (南北) の DBF 係数を初期値としてビーコン信号用 DBF と通信チャンネル用 DBF の両方に設定し、ビーコン信号 (CW) を正面方向 (0 deg) から入力した状態から補正動作を起動して、通信チャンネル用 DBF の和信号出力、差信号 (東西) 出力、差信号 (南北) 出力の補正前後のレベルを測定した。測定に際しては、チャネライザの機能を利用して和信号出力、差信号 (東西) 出力、差信号 (南北) 出力をフィーダリンク帯域上の異なる周波数に配置し、各出力を同時にモニタできるようにした。

図 21 にビーム指向制御実験結果を示した。周波数 1~3 はそれぞれ和信号出力・差信号 (東西) 出力・差信号 (南北) 出力のスペクトラムを示している。補正前の出力レベルに対し、補正後の和信号の出力レベルが 9 dB 以上増加、差信号 (東西) 出力と差信号 (南北) の出力レベルがともに 30 dB 以上低下し、想定通りの結果を得た。表 3 にビーム指向制御実験結果の詳細レベルを示す。この結果から、開発した DBF / チャネライザのビーム補正機能が有効に動作することが確認でき、STICS におけるマルチビームの指向方向制御が実現できる見込みを得た。

6.3 受信 A/D コンバータの装置性能へのビット依存性

6.3.1 受信 A/D コンバータの特性

受信 DBF / チャネライザの入力部分に配置される A/D コンバータはアンテナ素子数に対応した約 100

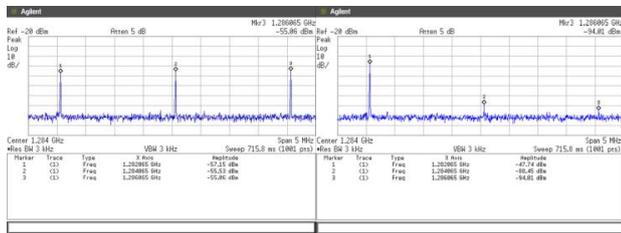


図 21 ビーム指向制御実験結果

表 3 ビーム指向制御実験結果

信号	和信号	差信号 (東西方向)	差信号 (南北方向)
補正前	-9.5 dB	-7.8 dB	-7.4 dB
補正後	0 dB	-40.8 dB	-46.3 dB

個以上も必要であり、放射線や温度等の耐環境性の高い宇宙用でかつ広帯域な A/D コンバータは消費電力も 1 個当たり 0.5~数 W と大きい。また、ビット数が多いほど分解能が高いため装置が高性能となるが、消費電力が大きい傾向がある。したがって、A/D コンバータのビット数も可能な限り少ない方が良いが、ビット数の差が装置の性能にどの程度影響するかについて実験的に確認した。

A/D コンバータの入出力特性を 6 ビット、8 ビット、10 ビット、12 ビット、14 ビットについて測定した結果を図 22 に示した。6 ビット、8 ビット、10 ビットについては下限の差が約 12 dB ありビット当たり 6 dB となっている。12 ビット、14 ビットに関してはシステムノイズとの関係からかその差は判然としていない。

6.3.2 ビットエラー測定による評価

受信 DBF / チャネライザの受信点に変調信号と帯域制限をした雑音を印加した信号を入力し、チャネライザの出力を MODEM で復調し、誤り率を測定した。パラメータは A/D コンバータのビット数である。BER 特性試験時の変調パラメータと BER 特性試験のブロック図を表 4 と図 23 に示した。

EB/No = 10 dB 一定とした場合で、DBF / チャネライザの A/D コンバータビット数の差異による BER 特性の差異を図 24 に示した。6 ビット、8 ビット、10 ビットについては BER の劣化が大きくなり始める領域の差が約 12 dB ありビット当たり 6 dB となっている。12 ビット、14 ビットに関してはその差は判然としていないが、ダイナミックレンジの差を明確に示している。

6.3.3 EVM による評価

A/D コンバータのダイナミックレンジへの影響を

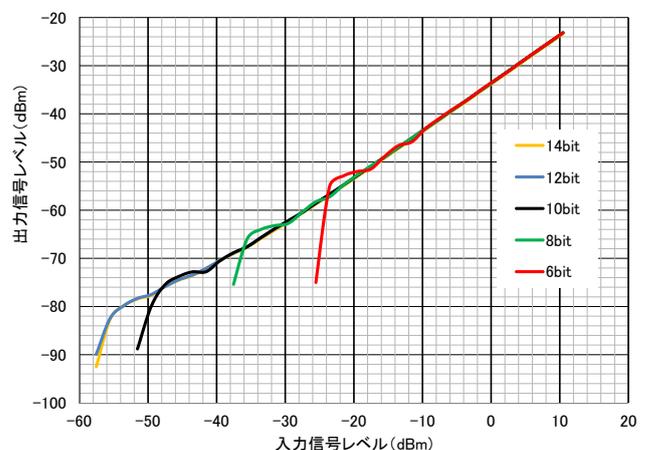


図 22 DBF / チャネライザの A/D コンバータビット数の差異による入出力特性

確認するため理想ベクトルと誤差ベクトルの比 Error Vector Magnitude (EVM) 法により評価した。

EVM の評価式を式 (5) に示した。また、EVM の観測画面例を図 25 に示した。

$$EVM[\%] = \frac{|e|}{|v|} \times 100 \quad (5)$$

DBF / チャネライザの A/D コンバータのビット数をパラメータに EVM 特性を測定した結果を図 26 に示した。6 ビット、8 ビット、10 ビットについては BER の劣化傾向の入力信号レベル差が約 12 dB ありビット当たり 6 dB となっている。12 ビット、14 ビットに関してはその差は判然としていないが、ダイナミックレンジの差を明確に示しており 12 ビット以上は必要と考えられる。

7 搭載性検討

7.1 放熱構造の検討

DBF / チャネライザ装置の発生熱量は 7.2 で述べる消費電力の 2,600 W に近い値と考えられる。発生熱源は A/D コンバータや FPGA に集中しており、搭載性の検討については、装置の放熱構造の検討が重要である。そこで、図 27 に示すように 1 枚に 4 個の FPGA を実装したプリント基板(スライス)を縦型に実装した場合について放熱構造を検討した。基板の発熱体の FPGA からヒートパイプにより基板底面まで熱を導く構造としている。発熱体の FPGA の消費電力を

表 4 BER 特性試験時の条件

項目	条件
A/D 変換器ビット数	14,12,10,8,6
変調方式	QPSK
伝送レート	1 Mbps
フィルタリング	ルートナイキスト
ロールオフ率	0.5
雑音帯域	30 MHz
Eb/No	10 dB

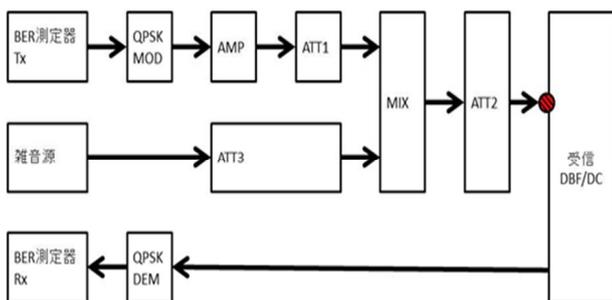


図 23 BER 特性試験のブロック図

各 20 W (プリント板合計 80 W)、取り付け面温度を 53°C と設定した。図 28 のように熱解析シミュレーション

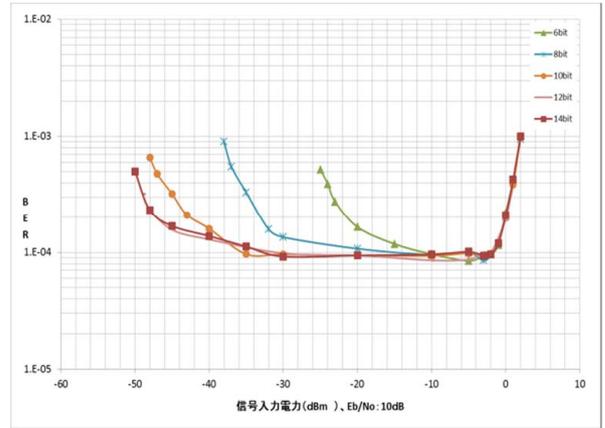


図 24 A/D コンバータのビット数をパラメータとした Eb/No = 10dB 一定での DBF / チャネライザの BER 特性

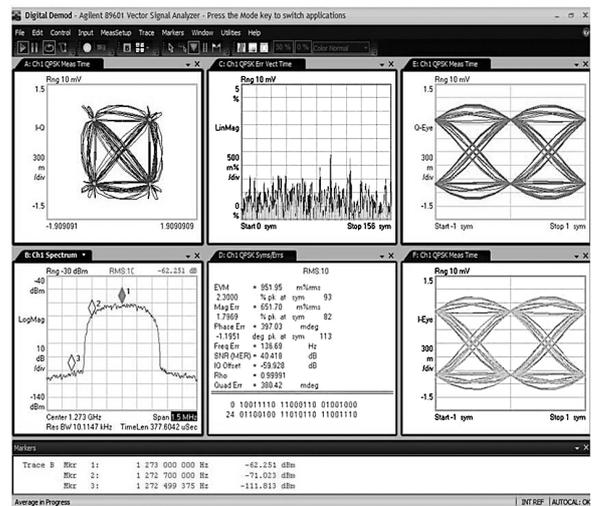


図 25 EVM 測定画面例

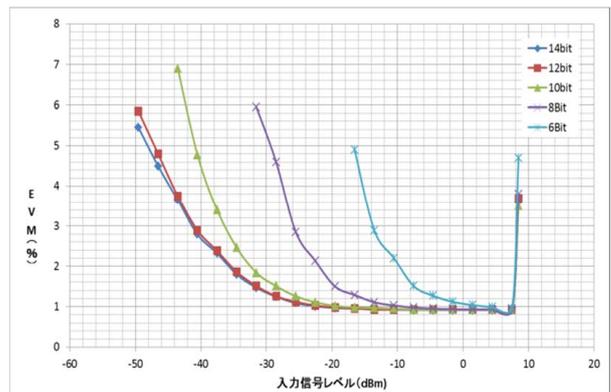


図 26 A/D コンバータのビット数をパラメータとした EVM 特性

ンによりあらかじめ温度を予測し、熱真空試験による実測で確認し、図 27 に示す計測ポイントのうち、スライス A の熱の流れに沿った発熱体接続部 2、3、6、7 やヒートシンクへの接続部 8、9、基板中央部 5 の特徴的なポイントについての測定値及び熱解析結果を表 5 に示した。測定値と熱解析結果は良く符合した値となっている。計測結果から、発熱体接続部とヒートシンク接続部の温度差は上部発熱体との間 (②-⑨) で 8.6℃、下部発熱体との間 (⑥-⑧) で 3.3℃である。これらの結果から、ヒートパイプの採用により発熱体接続部からヒートシンク接続部で 9℃程度以内の温度差で 20 W の高発熱の FPGA を基板上に 4 個実装可能なことが確認できた。

熱伝導システムとしてプリント基板にヒートパイプを取り付けているが、本構造で衛星搭載として耐振動性の点で問題ないか振動試験による確認実験を行った。振動試験のコンフィグレーションを図 29 に示した。このクラスの打上げ時の振動を模擬した振動レベルを印加して確認したが、大きな問題はなかった。

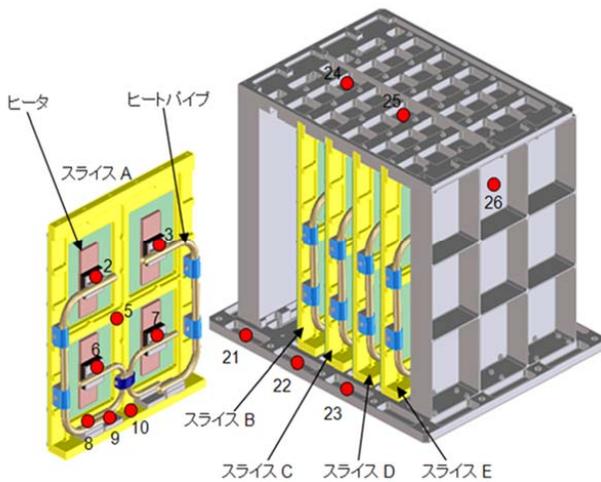


図 27 放熱構造確認モデルと計測ポイント

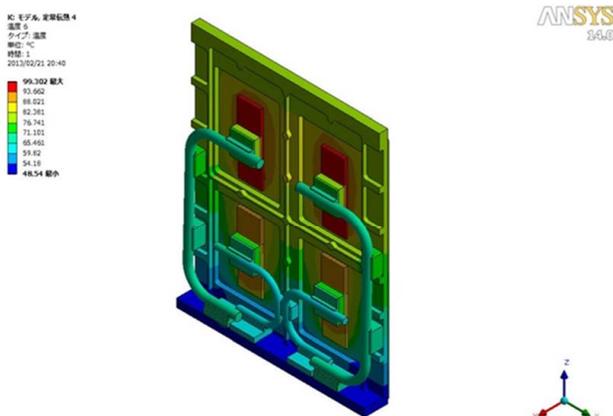


図 28 放熱構造と温度予測シミュレーション

7.2 衛星搭載用 DBF / チャネライザの消費電力・質量と衛星のリソース配分

16 素子、16 ビーム対応で開発した送信・受信 DBF / チャネライザプロトタイプの結果をベースに、STICS 最終システムとして想定する 127 素子 100 ビーム対応の DBF / チャネライザの消費電力・質量の解析を行った結果を表 6 に示す。

STICS 衛星として想定する打上げ時質量 6 トン級の衛星にて、大型反射鏡 (機械開口径 30 m 級)、送信・受信 DBF / チャネライザ (127 素子 100 ビーム対応) を搭載した衛星のリソース配分案を表 7 に示す。送信・受信 DBF / チャネライザは質量の面では搭載可能であるが消費電力については、更なる低減が課題である。DBF / チャネライザの消費電力は、FPGA が約 70 % と支配的であることから、FPGA の消費電力

表 5 温度予測と測定結果

測定箇所	実測値	熱解析結果	差異
No.2	72.7℃	72.2℃	-0.5℃
No.3	71.2℃	72.0℃	+0.8℃
No.5	81.5℃	79.9℃	-1.6℃
No.6	68.4℃	68.7℃	+0.3℃
No.7	71.0℃	68.5℃	-2.5℃
No.8	65.1℃	63.3℃	-1.8℃
No.9	64.1℃	61.8℃	-2.3℃

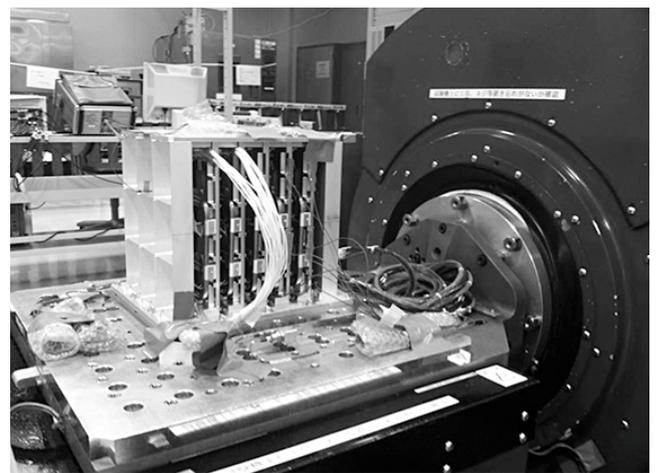


図 29 振動試験による評価

表 6 衛星搭載用 DBF / チャネライザの消費電力・質量見込み

項目	送信 DBF / チャネライザ	受信 DBF / チャネライザ	合計
消費電力	1400 W	1200 W	2600 W
質量	約 74 kg	約 70 kg	約 144 kg

表7 衛星のリソース配分案

項目	質量 (kg)	消費電力 (W)
通信 ペイロード	1,530	10,700
	・大型反射鏡 290	・大型反射鏡 0
	・DBF/チャネライザ 200	・DBF/チャネライザ 1,300
	・SSPA 160	・SSPA 7,090
	・TWTA 50	・TWTA 1,430
	・その他 830	・その他 880
衛星バス	1,500	2,400
	推薬量	
	2,800	
衛星全体	5,830	13,100

低減に向け、システム構成と回路構成の最適化による回路規模縮小と、ASIC化を含めた高集積低電力デバイスの調査・適用可能性検討を実施し、要求性能を満たし、かつ搭載可能なDBF/チャネライザの仕様を明確化する必要がある。

8 むすび

本稿では、STICSの研究開発の一環として行った衛星搭載用DBF/チャネライザのプロトタイプ構成法及び各種性能に関して説明するとともに、キーデバイスであるA/Dコンバータのビット数と装置性能の関わりの評価、衛星搭載に向けた評価として真空環境における熱放散システムの温度分布評価、耐振動試験による評価を行い、衛星搭載用DBF/チャネライザの実現性を論じた。

プロトタイプのパフォーマンス評価の結果、チャネライザ特性ではフレキシブルな分波、合波、再構成が可能なこと、ビーム指向方向補正機能では自動的に指向補正が可能なこと、ビーム帯域幅可変機能では災害時等に特定ビームに多くの周波数帯域を割当て可能なことを確認した。また、DBF/チャネライザにおいて使用数も多く消費電力に影響の大きい主要デバイスであるA/Dコンバータの装置性能に対するビット数依存性について装置性能への影響評価を行い12～14ビットの必要性を確認した。さらに衛星搭載性の検討において、ヒートパイプによるIC等からの排熱構造を採用した基板実装や複数の基板を収容する装置構造について、熱真空試験による温度分布の測定や振動試験による確認を行い、衛星搭載装置の構造検討を進展させた。以上により衛星搭載DBF/チャネライザシステムを実現するための基本技術を確立した。

衛星のリソース配分案に比し、質量については目標

に達しているが、消費電力は更なる低減を図る必要がある。今後は更なる消費電力低減と衛星搭載性の検討を進め、実現に向けた道筋を明確化する予定である。

9 謝辞

本研究は総務省の研究委託「地上/衛星共用携帯電話システムの研究開発」により実施した。関係各位に深謝する。

【参考文献】

- 1 藤野義之, 三浦周, 辻宏之, 浜本直和, “災害対策のための地上衛星共用携帯電話システム,” 信学誌, Vol.95, No.3, pp.237-242, March. 2012.
- 2 三浦周, 織笠光明, 辻宏之, 藤野義之, 小石洋一, 小林直樹, 熊谷健夫, 松崎敬臣, “地上/衛星共用携帯電話システム用DBF/チャネライザの開発,” 信学論 (B), Vol.J97-B, No.11, pp.1032-1042, Nov. 2014.
- 3 山下史洋, 風間宏志, 中須賀好典, “衛星搭載用帯域幅可変FFTフィルタバンクの提案と基本動作特性,” 信学論 (B), Vol.J85-B, No.12, pp.2290-2299, Dec. 2002.



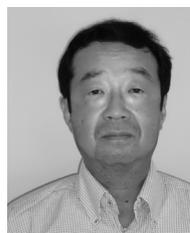
小宮山典男 (こみやま のりお)

元ワイヤレスネットワーク研究所宇宙通信システム研究室技術員 (2009年9月～2013年3月)
衛星通信機器



三浦 周 (みうら あまね)

ワイヤレスネットワーク研究所宇宙通信システム研究室主任研究員
博士 (情報科学)
衛星通信、アンテナ



織笠光明 (おりかさ てるあき)

ワイヤレスネットワーク研究所宇宙通信システム研究室主任研究員
博士 (工学)
衛星通信、アンテナ



藤野義之 (ふじの よしゆき)

東洋大学理工学部電気電子情報工学科教授/
元ワイヤレスネットワーク研究所宇宙通信システム研究室主任研究員
(～2013年4月)
博士 (工学)
衛星通信、アンテナ、無線電力伝送