

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5372294号
(P5372294)

(45) 発行日 平成25年12月18日(2013.12.18)

(24) 登録日 平成25年9月27日(2013.9.27)

(51) Int.Cl. F I
H O 4 B 7/185 (2006.01) H O 4 B 7/185

請求項の数 16 (全 34 頁)

(21) 出願番号	特願2013-512380 (P2013-512380)	(73) 特許権者	000006013 三菱電機株式会社 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
(86) (22) 出願日	平成24年4月24日(2012.4.24)	(74) 代理人	100089118 弁理士 酒井 宏明
(86) 国際出願番号	PCT/JP2012/060995	(72) 発明者	藤村 明憲 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三 菱電機株式会社内
(87) 国際公開番号	W02012/147753	(72) 発明者	和泉 恭一郎 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三 菱電機株式会社内
(87) 国際公開日	平成24年11月1日(2012.11.1)	(72) 発明者	久世 俊之 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三 菱電機株式会社内
審査請求日	平成25年2月13日(2013.2.13)		
(31) 優先権主張番号	特願2011-101854 (P2011-101854)		
(32) 優先日	平成23年4月28日(2011.4.28)		
(33) 優先権主張国	日本国(JP)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 中継衛星および衛星通信システム

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

複数の受信アンテナと、
 複数の受信処理手段と、
 複数の送信処理手段と、
 複数の送信アンテナと、
 前記複数の受信アンテナそれぞれで受信した信号を前記受信処理手段の1つまたは2つ以上に出力する第1のスイッチ手段と、

前記複数の受信処理手段それぞれが受信処理を行って得られたデジタル受信信号を前記送信処理手段の1つまたは2つ以上に出力する第2のスイッチ手段と、

前記複数の送信処理手段それぞれが送信処理を行って得られたアナログ信号を前記送信アンテナの1つに出力する第3のスイッチ手段と、

を備え、

前記第1のスイッチ手段は、前記受信処理手段で処理が可能な帯域よりも広帯域の受信信号が入力された場合、当該広帯域受信信号を複数の受信処理手段に出力し、

前記受信処理手段は、自身で処理可能な帯域よりも広帯域の信号が入力された場合、当該入力信号の一部の帯域を対象として受信処理を行うことを特徴とする中継衛星。

【請求項2】

前記複数の受信アンテナと前記複数の受信処理手段を1対1で接続し、

前記受信アンテナを指向性が調整可能なアンテナとするとともに、前記第1のスイッチ

手段を省略した構成とし、

前記受信処理手段で処理が可能な帯域よりも広帯域の信号を2つ以上の受信アンテナで受信することを特徴とする請求項1に記載の中継衛星。

【請求項3】

同一の広帯域受信信号が入力された各受信処理手段は、それぞれ異なる帯域を対象として受信処理を行うことを特徴とする請求項1または2に記載の中継衛星。

【請求項4】

同一の広帯域受信信号が入力された各受信処理手段におけるそれぞれの処理対象の信号の帯域を、各処理対象の信号を合成した場合に、当該広帯域受信信号と同一帯域となる帯域としたことを特徴とする請求項3に記載の中継衛星。

10

【請求項5】

前記受信処理手段は、

自身で処理可能な帯域よりも広帯域の受信信号が入力された場合に自身が処理すべき帯域を抽出するとともに中間周波数信号またはベースバンド信号に変換する処理対象信号抽出手段と、

前記処理対象信号抽出手段から出力された信号をデジタル信号に変換するAD変換手段と、

前記デジタル信号を複数の信号に分波する分波手段と、

を備え、

前記第2のスイッチ手段は、前記分波後の信号を、後段の各送信処理手段で処理可能な帯域に応じて分配することを特徴とする請求項1～4のいずれか一つに記載の中継衛星。

20

【請求項6】

前記第2のスイッチ手段は、分配した各信号の送信処理手段ごとの合計帯域が、対応する送信処理手段で処理可能な帯域以下となるように、前記分波後の信号を分配することを特徴とする請求項5に記載の中継衛星。

【請求項7】

前記受信処理手段は、

前記AD変換手段から出力されたデジタル信号に対して、他の受信処理手段とは異なる値の遅延を与える第1の遅延付加手段、

をさらに備え、

前記分波手段は、前記第1の遅延付加手段により遅延が付加された後の信号を分波し、

前記送信処理手段は、

前記第2のスイッチ手段から入力された各信号を合波する合波手段と、

前記合波後の信号に対して、他の送信処理手段とは異なる値の遅延を与える第2の遅延付加手段と、

前記第2の遅延付加手段から出力された信号をアナログ信号に変換するDA変換手段と、

前記DA変換手段から出力された信号を無線周波数帯信号に変換する変換手段と、

を備えることを特徴とする請求項5または6に記載の中継衛星。

30

【請求項8】

前記第2のスイッチ手段は、

同一成分が含まれているデジタル受信信号の間に存在する位相不連続および経路遅延差を補償する補償処理部と、

前記補償処理部で位相不連続および経路遅延差が補償された後のデジタル受信信号を前記送信処理手段の1つまたは2つ以上に出力するスイッチ部と、

を備えることを特徴とする請求項1～6のいずれか一つに記載の中継衛星。

40

【請求項9】

前記補償処理部は、

2つのデジタル受信信号の双方に含まれている同一成分の一方に対して他方の複素共役値を周波数領域で複素乗算して相関値を算出する複素乗算器と、

50

前記相関値に基づいて、前記 2 つのデジタル受信信号の間に存在する経路遅延差を補償する遅延差補償手段と、

前記遅延差補償手段により経路遅延差が補償された後のデジタル受信信号の間に存在する位相不連続を補償する位相補償手段と、

を備えることを特徴とする請求項 8 に記載の中継衛星。

【請求項 10】

ビームフォーミングにより複数の受信ビームを形成する複数の受信アンテナと、
複数の受信処理手段と、
複数の送信処理手段と、

ビームフォーミングにより複数の送信ビームを形成する複数の送信アンテナと、
前記複数の受信アンテナそれぞれで受信した信号を前記受信処理手段の 1 つまたは 2 つ以上に出力する第 1 のスイッチ手段と、

前記複数の受信処理手段それぞれが受信処理を行って得られた複数のデジタル受信信号のうち、同一成分のデジタル受信信号同士を合成する複数の受信信号合成手段と、

前記複数の受信信号合成手段と 1 対 1 で対応し、対応する受信信号合成手段から出力された信号を複数の信号に分波する複数の分波手段と、

前記分波手段で分波された後の各信号を前記送信アンテナの 1 つまたは 2 つ以上に割り当てる第 2 のスイッチ手段と、

前記第 2 のスイッチ手段により同一送信アンテナに割り当てられた各信号を合波する複数の合波手段と、

前記複数の合波手段から出力された各信号を前記複数の送信処理手段の中の 2 つ以上に分配する分配手段と、

前記複数の送信処理手段それぞれが送信処理を行って得られたアナログ信号のうち、同一成分に基づいて生成された各アナログ信号を、同一送信ビームを形成する異なる送信アンテナに出力する第 3 のスイッチ手段と、

を備え、

前記第 1 のスイッチ手段は、前記受信処理手段で処理が可能な帯域よりも広帯域の受信信号が入力された場合、当該広帯域受信信号を複数の受信処理手段に出力し、

前記受信処理手段は、自身で処理可能な帯域よりも広帯域の信号が入力された場合、当該入力信号の一部の帯域を対象として受信処理を行うことを特徴とする中継衛星。

【請求項 11】

請求項 1 ~ 10 のいずれか一つに記載の中継衛星と、

前記中継衛星で中継された信号を受信する受信局と、

を備えることを特徴とする衛星通信システム。

【請求項 12】

請求項 7 に記載の中継衛星と、

前記中継衛星で中継された信号を受信する受信局と、

を備え、

前記中継衛星は、スペクトラム拡散信号を中継し、

前記受信局は、

前記中継衛星で中継された信号のうち、前記受信処理手段で処理が可能な帯域よりも広帯域の信号を復調するための構成として、

受信信号と既知の逆拡散コードの相互相関を求める相互相関算出手段と、

前記相互相関算出手段による処理で得られた相互相関データ系列に基づいて、当該系列に含まれている相互相関ベクトルの数、各相互相関ベクトルの到来時刻および各相互相関ベクトルの位相角を検出する検出手段と、

前記検出手段による検出結果に基づいて、前記複数の相互相関ベクトルを合成する合成手段と、

前記合成手段により合成された後の相互相関ベクトルに対して検波処理を行う検波手段と、

10

20

30

40

50

を備えることを特徴とする衛星通信システム。

【請求項 13】

前記合成手段は、各相互相関ベクトルに対して、各相互相関ベクトルの到来時刻の差に応じた遅延を与えて前記中継衛星の受信処理手段および送信処理手段で個別に付加された遅延量の差をキャンセルするとともに、各相互相関ベクトルの位相角が揃うように調整し、当該調整後の各相互相関ベクトルを加算することを特徴とする請求項 12 に記載の衛星通信システム。

【請求項 14】

前記合成手段は、受信信号と逆拡散コードの相互相関値のピークを示す相互相関ベクトルおよびピーク前後の所定範囲に含まれる相互相関値を示す相互相関ベクトルを合成することを特徴とする請求項 12 または 13 に記載の衛星通信システム。

10

【請求項 15】

各受信処理手段および各送信処理手段に対して、前記第 1 の遅延付加手段で与える遅延量および前記第 2 の遅延付加手段で与える遅延量を指示するとともに、当該指示内容、および当該指示内容に従って中継された信号において位相が不連続となる位置の情報を前記受信局に通知する制御局、

をさらに備え、

前記検出手段は、前記相互相関データ系列および前記制御局からの通知内容に基づいて、前記相互相関ベクトルの数、前記到来時刻および前記位相角を検出することを特徴とする請求項 12、13 または 14 に記載の衛星通信システム。

20

【請求項 16】

前記中継衛星は、スペクトラム拡散が実施されていない変調信号にプリアンブルが付加された信号を中継し、

前記受信局は、

前記中継衛星で中継された信号のうち、前記受信処理手段で処理が可能な帯域よりも広帯域の信号を復調するための構成として、

前記プリアンブルに基づいて伝送路推定を行う伝送路推定手段と、

前記伝送路推定結果に基づいて受信変調信号を等化する等化手段と、

前記等化後の信号に対して検波処理を行う検波手段と、

を備えることを特徴とする請求項 11 に記載の衛星通信システム。

30

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、狭帯域信号から超広帯域信号までの様々な信号を中継する中継衛星と、この中継衛星を用いた衛星通信システムに関する。

【背景技術】

【0002】

従来、複数のビームから複数のビームにデータを中継するデジタルチャネライザ搭載の中継衛星では、A/D変換器(A/D)、D/A変換器(D/A)、デジタル信号処理部の各サンプリング速度を上げることで、各ビームからの広帯域な信号のデータ中継が可能である。このような、デジタルチャネライザ搭載の中継衛星に関する技術が、下記特許文献1において開示されている。

40

【先行技術文献】

【特許文献】

【0003】

【特許文献1】特表2006-516867号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

しかしながら、上記従来の技術によれば、広帯域信号を処理する場合には、例えば1.4G

50

spsの高速サンプリングが必要であり、A/D, D/Aのサンプリング速度や、{分波部, 合波部, スイッチ部}で構成されるデジタル信号処理部の処理速度の高速化に伴い、衛星の消費電力が増大する、という問題があった。

【0005】

また、耐放射線に優れた宇宙用デバイスは、一般に地上で使われている民生用デバイスと比較してサンプリング速度、処理速度が低いため、中継衛星の更なる広帯域化を実現することは、宇宙用デバイスの性能限界上、実現できない、という問題があった。

【0006】

更に、上記従来の技術によれば、一式の{A/D, D/A, デジタル分波/合波}で、1つの広帯域信号を処理するため、仮に{A/D, D/A, デジタル分波/合波}のいずれかが故障する、あるいは予期せぬ干渉波入力等により入力信号が飽和すると、通信が不能となる、という問題があった。

10

【0007】

本発明は、上記に鑑みてなされたものであって、従来よりも広帯域な信号を中継することが可能で、かつ故障や干渉に強い中継衛星、及び衛星通信システムを得ることを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0008】

上述した課題を解決し、目的を達成するために、本発明にかかる中継衛星は、複数の受信アンテナと、複数の受信処理手段と、複数の送信処理手段と、複数の送信アンテナと、前記複数の受信アンテナそれぞれで受信した信号を前記受信処理手段の1つまたは2つ以上に出力する第1のスイッチ手段と、前記複数の受信処理手段それぞれが受信処理を行って得られたデジタル受信信号を前記送信処理手段の1つまたは2つ以上に出力する第2のスイッチ手段と、前記複数の送信処理手段それぞれが送信処理を行って得られたアナログ信号を前記送信アンテナの1つに出力する第3のスイッチ手段と、を備え、前記第1のスイッチ手段は、前記受信処理手段で処理が可能な帯域よりも広帯域の受信信号が入力された場合、当該広帯域受信信号を複数の受信処理手段に出力し、前記受信処理手段は、自身で処理可能な帯域よりも広帯域の信号が入力された場合、当該入力信号の一部の帯域を対象として受信処理を行うことを特徴とする。

20

【発明の効果】

30

【0009】

本発明によれば、宇宙用デバイスの性能限界を超える広帯域信号を中継できるという効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

【0010】

【図1】図1は、本発明にかかる中継衛星の構成を示す図である。

【図2】図2は、中継衛星において受信側の処理を行う構成要素の内部構成例を示す図である。

【図3】図3は、中継衛星において送信側の処理を行う構成要素の内部構成例を示す図である。

40

【図4】図4は、受信局の構成例を示す図である。

【図5】図5は、受信局が備えている合成部の構成例を示す図である。

【図6】図6は、信号中継動作例の概要を示す図である。

【図7】図7は、信号中継動作(受信側)の一例を示す図である。

【図8】図8は、受信ポート#nの分波部と受信ポート#n+1の分波部が処理する信号のスペクトラムの関係を示す図である。

【図9】図9は、受信ポート#2で受信する信号の一例を示す図である。

【図10】図10は、信号中継動作(送信側)の一例を示す図である。

【図11】図11は、中継衛星から受信局へ送信する広帯域信号の一例を示す図である。

【図12】図12は、信号中継動作における遅延処理例を示す図である。

50

【図 1 3】図 1 3 は、相互相関特性の一例を示す図である。

【図 1 4】図 1 4 は、受信局で合成後の信号ベクトルの一例を示す図である。

【図 1 5】図 1 5 は、実施の形態 2 の中継衛星が処理する信号のフレームフォーマットを示す図である。

【図 1 6】図 1 6 は、実施の形態 2 の中継衛星により中継された信号を受信する受信局の構成例を示す図である。

【図 1 7】図 1 7 は、実施の形態 4 のデジタルスイッチマトリックス部の構成例を示す図である。

【図 1 8】図 1 8 は、デジタルスイッチマトリックス部が備えている位相補償部の処理の一例を示す図である。

10

【図 1 9】図 1 9 は、異なる 2 つの受信ポートに入力された受信信号の同一成分の関係の一例を示す図である。

【図 2 0】図 2 0 は、異なる 2 つの受信ポートに入力された受信信号の同一成分の関係の一例を示す図である。

【図 2 1】図 2 1 は、デジタルスイッチマトリックス部が備えている経路遅延差検出部の動作例を示す図である。

【図 2 2】図 2 2 は、実施の形態 4 のデジタルスイッチマトリックス部の構成例を示す図である。

【図 2 3】図 2 3 は、中継衛星から受信局へ送信する広帯域信号の一例を示す図である。

【図 2 4】図 2 4 は、異なる 2 つの送信ポートから出力され、同一送信アンテナから送信される信号の関係の一例を示す図である。

20

【図 2 5】図 2 5 は、相互相関特性の一例を示す図である。

【図 2 6】図 2 6 は、図 1 3 に示した相互相関特性の詳細を示す図である。

【図 2 7】図 2 7 は、実施の形態 6 の中継衛星において受信側の処理を行う受信部の内部構成例を示す図である。

【図 2 8】図 2 8 は、実施の形態 6 の中継衛星において送信側の処理を行う送信部の内部構成例を示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0011】

以下に、本発明にかかる中継衛星および衛星通信システムの実施の形態を図面に基づいて詳細に説明する。なお、この実施の形態によりこの発明が限定されるものではない。

30

【0012】

実施の形態 1 .

本実施の形態では、広帯域信号を、低いサンプリング速度、処理速度のデバイスを用いて中継することが可能な中継衛星、および衛星通信システムについて説明する。

【0013】

なお、本実施の形態では、中継衛星が、2 つのビームエリアからの上り信号計 4 つ ({ A , B , C , D }) を 2 つのビームエリアに中継する場合について説明するが、ビーム数が 3 以上の場合や、中継する信号が 5 つ以上の場合にも適用可能である。

【0014】

40

図 1 は、本発明にかかる中継衛星の構成例を示す図であり、中継衛星は、信号を受信する受信部、信号を送信する送信部、受信部で受信した信号を送信部に受け渡す接続部、受信部に接続された複数の受信アンテナ、送信部に接続された複数の送信アンテナを備えており、受信アンテナを介して受信した信号に対して後述する信号処理を実施し、送信アンテナから送信することにより信号を中継する。

【0015】

図 2 は、図 1 に示した中継衛星において受信側の処理を行う構成要素、具体的には、受信部および接続部の内部構成例を示す図である。なお、説明の都合上、中継対象とする信号の送信元装置 (送信局)、についても記載している。

【0016】

50

図2に示したように、中継衛星200は、受信側の処理を行う構成要素として、広帯域ビームエリア100、狭帯域ビームエリア102からの信号を受信する受信アンテナ21-1, 21-2, ..., 21-Nと、受信アナログスイッチマトリックス部22と、バンドパスフィルタ23-1, 23-2, 23-3, ..., 23-Nと、ミキサ24-1, 24-2, 24-3, ..., 24-Nと、受信ローカル生成部25と、原振26と、ローパスフィルタ(LPF)27-1, 27-2, 27-3, ..., 27-Nと、AD変換器(A/D)28-1, 28-2, 28-3, ..., 28-Nと、遅延回路29-1, 29-2, 29-3, ..., 29-Nと、分波部30-1, 30-2, 30-3, ..., 30-Nと、デジタルスイッチマトリックス部31と、を備える。受信アナログスイッチマトリックス部~分波部が、図1に示した受信部を構成する。デジタルスイッチマトリックス部が図1に示した接続部を構成する。

10

【0017】

また、図2において、広帯域ビームエリア100には広帯域送信局101が存在し、狭帯域ビームエリア102には狭帯域送信局103, 104, 105が存在している。

【0018】

図3は、図1に示した中継衛星において送信側の処理を行う構成要素、具体的には、送信部の内部構成例を示す図である。なお、説明の都合上、中継対象とする信号の送信先装置(受信局)、についても記載している。

【0019】

図3に示したように、中継衛星200は、送信側の処理を行う構成要素として、合波部32-1, 32-2, 32-3, ..., 32-Nと、遅延回路33-1, 33-2, 33-3, ..., 33-Nと、DA変換器(D/A)34-1, 34-2, 34-3, ..., 34-Nと、ローパスフィルタ(LPF)35-1, 35-2, 35-3, ..., 35-Nと、ミキサ36-1, 36-2, 36-3, ..., 36-Nと、送信ローカル生成部37と、バンドパスフィルタ(BPF)38-1, 38-2, 38-3, ..., 38-Nと、送信アナログスイッチマトリックス部39と、ビームエリア400, 402へ信号(中継信号)を送信する送信アンテナ40-1, 40-2, ..., 40-Nと、を備える。また、図3において、ビームエリア400には受信局401が存在し、ビームエリア402には受信局403が存在している。

20

【0020】

図4は、本実施の形態における受信局401の構成例を示す図であり、この受信局401はスペクトラム拡散用受信局である。すなわち、本実施の形態では、スペクトラム拡散用受信局に対して信号を中継する中継衛星について説明する。

30

【0021】

図4に示したように、本実施の形態の受信局401は、アンテナ500と、アンプ501と、バンドパスフィルタ(BPF)502と、ミキサ503と、受信ローカル生成部504と、ローパスフィルタ(LPF)505と、AD変換器(A/D)506と、分波部507と、広帯域信号用復調器510と、狭帯域信号用復調器508, 509とを備える。また、広帯域信号用復調器510は、相互相関器511と、ベクトル位相検出部512と、合成部513と、検波部514とを備える。

40

【0022】

図5は、受信局401が備えている合成部513の構成例を示す図である。図示したように、合成部513は、遅延量と相互相関データを処理する遅延器600, 601と、遅延器600, 601によって処理が実施されたデータに移相を持たせるための移送器610, 611と、加算器620と、ラッチ630とを備える。

【0023】

続いて具体的に本実施の形態の中継衛星による信号中継処理について説明する。図6は、本実施の形態の中継衛星による信号中継動作の一例を示す図である。

【0024】

本実施の形態では、中継衛星200が、以下の信号A, B, C, Dを、図6に示す周波

50

数配置にて同時中継する場合について説明を行う。

< 1 > 広帯域ビームエリア 100 内の広帯域送信局 101 からの広帯域信号 A を、ビームエリア 400 内の受信局 401 へ送信

< 2 > 狭帯域ビームエリア 102 内の狭帯域送信局 103 からの狭帯域信号 B を、ビームエリア 402 内の受信局 403 へ送信

< 3 > 狭帯域ビームエリア 102 内の狭帯域送信局 104 からの狭帯域信号 C を、ビームエリア 400 内の受信局 401 へ送信

< 4 > 狭帯域ビームエリア 102 内の狭帯域送信局 105 からの狭帯域信号 D を、ビームエリア 400 内の受信局 401 へ送信

【0025】

ここで、中継衛星 200 内の一式の { AD 変換器, 分波部, 合波部, DA 変換器 } で処理可能な信号帯域幅の上限を 1 とし、これに対して、広帯域信号 A の帯域幅は 1.5、狭帯域信号 B, C, D の各帯域幅は 0.25 である場合を想定すると、従来技術では、広帯域信号 A をデジタル分波、合波、スイッチングすることが出来ない。これに対して、本実施の形態では、詳細については後述するが、このような広帯域信号 A も含めて、通信の品質劣化を防止しつつ各信号 { A, B, C, D } を中継する。

【0026】

以降、図 2, 図 7 を用いて中継衛星 200 の受信処理を説明する。

【0027】

広帯域信号 A は、図 2 に示すように、受信アンテナ 21-1 で受信され、受信アナログスイッチマトリックス部 22 に入力される。また狭帯域信号 B, C, D は、受信アンテナ 21-2 で受信され、同様に受信アナログスイッチマトリックス部 22 に入力される。

【0028】

受信アナログスイッチマトリックス部 22 は、地上の制御局 110 からのコマンド信号によって制御される。コマンド信号は別回線で、制御局 110 から中継衛星 200 に送信される。

【0029】

本例では、受信アナログスイッチマトリックス部 22 は、制御局 110 からのコマンド信号に従い、受信アンテナ 21-1 からの広帯域信号 A については、後段の受信ポート # 0 に対応するバンドパスフィルタ (BPF) 23-1 と、後段の受信ポート # 1 に対応するバンドパスフィルタ (BPF) 23-2 に同時に入力させる。

【0030】

BPF 23-1 に入力された広帯域信号 A は、後段のミキサ 24-1 およびローパスフィルタ (LPF) 27-1 を経由して、無線周波数帯から中間周波数帯、あるいはベースバンド帯に周波数変換される。この際、BPF 23-1 と LPF 27-1 によるアナログフィルタ (通過帯域幅 1.0) により、広帯域信号 A は、図 7 (a) に示すように、その中心周波数から低い方の帯域半分近くが削られ、その帯域幅は 1.5 から 0.75 + まで削減される。

【0031】

同様に、BPF 23-2 に入力された広帯域信号 A は、後段のミキサ 24-2 およびローパスフィルタ (LPF) 27-2 を経由して、無線周波数帯から中間周波数帯、あるいはベースバンド帯に周波数変換される。この際、BPF 23-2 と LPF 27-2 によるアナログフィルタ (通過帯域幅 1.0) により、広帯域信号 A は、図 7 (d) に示すように、その中心周波数から高い方の帯域半分近くが削られ、その帯域幅は 1.5 から 0.75 + まで削減される。

【0032】

このアナログフィルタ処理により、後段の AD 変換器 28-1, 28-2 に入力される信号帯域幅が 1 以下 (= 0.75 +) となるので、デジタルデバイス (AD 変換器, DA 変換器, デジタル回路) の処理速度の上限以下での動作が実現できる。なお、ここでは、広帯域信号 A を帯域幅の半分ずつ処理する場合の例としたが、半分でなくてもよく、後

10

20

30

40

50

段のAD変換器28-1, 28-2に入力される信号帯域幅が1以下(処理速度の上限以下)であれば、どのような比(例えば、0.9+ : 0.6+)でも構わない。

【0033】

この比の関係は、受信ローカル生成部25からミキサ24-1に入力されるローカル信号の周波数と、受信ローカル生成部25からミキサ24-2に入力されるローカル信号の周波数を、地上の制御局110からのコマンド信号によって制御することで実現する。受信ローカル生成部25から生成される各ローカル信号は、原振26を基準に生成されるため、各ローカル信号の周波数関係は安定しており、周波数偏移は生じない。

【0034】

また、これらの受信ローカル信号(受信ローカル生成部25が各ミキサへ出力する受信ローカル信号)の周波数間隔は1とする。即ち、受信ローカル信号の周波数間隔を、各{AD変換器, 分波部, 合波部, DA変換器}で処理可能な信号帯域幅の上限値1と同じ値とすることで、中継衛星200は、図2に示す受信ポート#0~#N-1の構成で、最大帯域幅Nの広帯域信号の中継処理を実現する。

【0035】

次に、AD変換器28-1でサンプリングされた図7(a)の信号は、遅延回路29-1でR0[秒]の時間遅延が与えられた後、帯域外の信号も含め、分波部30-1で4つの信号に分解される。AD変換器28-1に入力される信号が中間周波数(IF)信号の場合、AD変換器28-1はIF信号をサンプリングする。AD変換器28-1に入力される信号がベースバンド信号の場合、AD変換器28-1は同相(I), 直交(Q)の2

【0036】

なお、本実施の形態においては、説明の都合上、分波の数を4つとしているが、分波の数はこれに限らず、2以上の整数であれば、どのような値でも構わない。また、遅延回路29-1, 29-2, 29-3, ..., 29-Nの各遅延量R0, R1, R2, ..., R(n-1)は、地上の制御局110からのコマンド信号によって制御される。これらの各遅延量の設定に関しては、後述する。

【0037】

分波部30-1で使用される4つのフィルタ(分波フィルタ)の各特性を図7(b)の点線で示す。本処理により、分波部30-1は、図7(a)の帯域幅0.75+の信号中、を削除し、図7(b)に示す帯域幅0.75の信号(ア)を、図7(c)に示すように3つの帯域幅0.25の信号(1), (2), (3)に分解する。なお、分波部30-1は、図7(c)に示すように、帯域外の信号も含めて分波する。

【0038】

同様に、AD変換器28-2でサンプリングされた図7(d)の信号(帯域幅0.75+)は、遅延回路29-2でR1[秒]の時間遅延が与えられた後、分波部30-2にて、図7(e)の点線で示した特性の4つの分波フィルタにより、帯域外の信号も含め、図7(f)に示すように4つの信号に分解される。すなわち、分波部30-2は、図7(d)の帯域幅0.75+の信号中、を削除し、図7(e)に示す帯域幅0.75分の信号(イ)を、図7(f)に示すように、3つの帯域幅0.25の信号(4), (5), (6)に分解する。

【0039】

図8を用いて、各ポートに対応している分波部の周波数対振幅特性の関係を示す。図8(a)中、実線で示した4つの周波数対振幅特性は、受信ポート#nに対応する分波部が備えている4つのフィルタの特性、点線で示した4つの周波数対振幅特性は、受信ポート#n+1に対応する分波部が備えている4つのフィルタの特性である。

【0040】

図8(a)に示したように、各分波部で使用されるフィルタの特性は、受信ポート#nと受信ポート#n+1の間も含めて、隣接するフィルタ間で特性がオーバーラップする設計とし、かつ各フィルタの特性が交差する振幅は0.5、また各フィルタの周波数対振幅

10

20

30

40

50

特性の総和が1となるものとする。

【0041】

更に、図8(a)記載の各フィルタの周波数対位相特性に不連続がなく、直線となる設計とすれば、例えば入力信号Aが一旦、信号(1)、(2)、(3)、(4)、(5)、(6)の6つに分解されても(図7(c)、(f)参照)、後段の合波部32-1~32-Nによる合波処理により、信号(ア)、信号(イ)が復元され(図8(b))、更に送信アナログスイッチマトリクス部39における信号合成処理により、元の信号Aが復元される(図8(c))。

【0042】

ここで、図8(a)記載の各フィルタの周波数対位相特性を、受信ポート内(受信ポート#n、受信ポート#n+1)で直線とする設計は、分波部30-1~30-Nがデジタル回路で構成されるため可能である。一方、各フィルタの周波数対位相特性を、受信ポート#nと受信ポート#n+1の間も含めて直線とすることは、各受信ポートでアナログフィルタの特性が異なること、各受信ローカル信号の位相雑音特性を有するため難しい。この対策に関しては後述する。

【0043】

次に、狭帯域ビームエリア102からの上り信号である狭帯域信号{B,C,D}に関する中継衛星200の処理について説明する。本例では、受信アナログスイッチマトリクス部22は、制御局110からのコマンド信号に従い、受信アンテナ21-2からの信号{B,C,D}を、受信ポート#2に対応するバンドパスフィルタ(BPF)23-3

【0044】

BPF23-3に入力された狭帯域信号{B,C,D}は、ミキサ24-3およびローパスフィルタ(LPF)27-3を経由して、無線周波数帯から中間周波数帯、あるいはベースバンド帯に周波数変換される。この際、BPF23-3とLPF27-3によるアナログフィルタは、信号{B,C,D}を抽出し、隣接周波数帯に不要波が存在する場合は、不要波を除去する(図9(a)、図9(b)参照)。

【0045】

AD変換器28-3でサンプリングされた図9(b)の信号{B,C,D}は、遅延回路29-3でR2[秒]の時間遅延が与えられた後、分波部30-3にて、図9(c)の点線で示す4つのフィルタ特性により、帯域外の信号も含め、図9(d)に示すように4つの信号に分解される。このようにして分波部30-3は、図9(c)に示す信号{B,C,D}を3つ狭帯域信号B,C,Dに分解(分波)する。

【0046】

次に図3および図10を用いて、中継衛星200が信号を送信する際の動作例について説明する。

【0047】

デジタルスイッチマトリクス部31は、前段の各分波部から出力された信号を入力とし、入力された各信号を後段の合波部32-1~32-Nへ振り分ける。本実施の形態では、分波部30-1から出力された信号(1)、(2)、(3)、分波部30-2から出力された信号(4)、(5)、(6)、分波部30-3から出力された信号B,C,Dを入力とし、図10(a)に示すスイッチ処理を行う。

【0048】

図示した例では、具体的には、信号(1)は端子#0₀、すなわち送信ポート#0に対応するm個の端子の中の第0端子に、信号(2)は端子#0₁(送信ポート#0に対応する第1端子)に、信号(3)は端子#0₂(送信ポート#0に対応する第2端子)に、信号(4)は端子#0₃(送信ポート#0に対応する第3端子)に、信号(5)は端子#1₀(送信ポート#1に対応する第0端子)に、信号(6)は端子#1₁(送信ポート#1に対応する第1端子)に、信号Bは端子#2₀(送信ポート#2に対応する第0端子)に、信号Cは端子#1₂(送信ポート#1に対応する第2端子)に、信号Dは端子#1₃(送信

10

20

30

40

50

ポート # 1 に対応する第 3 端子)に、それぞれ接続される。これらのスイッチ接続は、地上の制御局 1 1 0 からのコマンド信号によって制御される。なお、この例では、上記の m が 4 の場合、すなわち、1 つの送信ポートに 4 つの端子 (第 0 端子 ~ 第 3 端子) が対応付けられているものとしているが、 m は 4 でなくてもよい。

【 0 0 4 9 】

各合波部 (合波部 3 2 - 1 ~ 3 2 - N) は、それぞれ 4 つの入力信号を、0 . 2 5 の周波数間隔に並べて合成する。また各合波部は、合波後の信号の周波数対位相特性が、前記分波部 3 0 - 1 ~ 3 0 - N と同様、直線となる回路設計とする。

【 0 0 5 0 】

図示した例では、合波部 3 2 - 1 は、デジタルスイッチマトリックス部 3 1 から入力された信号 (1) , (2) , (3) , (4) を合波して、図 1 0 (b) に示す信号 (ウ) を生成する。合波部 3 2 - 2 は、信号 (5) , (6) , C , D を合波して、図 1 0 (c) に示す周波数配置の信号 { (エ) , C , D } を生成する。合波部 3 2 - 3 は、信号 B と空きチャンネル 3 つ分を合波する処理により、図 1 0 (d) に示す周波数配置の信号 B を生成する。

10

【 0 0 5 1 】

次に合波後の信号 (ウ) は、遅延回路 3 3 - 1、D A 変換器 3 4 - 1、L P F 3 5 - 1、ミキサ 3 6 - 1 および B P F 3 8 - 1 を経由して、無線周波数帯に変換される。同様に、合波後の信号 { (エ) , C , D } は、遅延回路 3 3 - 2、D A 変換器 3 4 - 2、L P F 3 5 - 2、ミキサ 3 6 - 2 および B P F 3 8 - 2 を経由して、無線周波数帯に変換され、合波後の信号 B は、遅延回路 3 3 - 3、D A 変換器 3 4 - 3、L P F 3 5 - 3、ミキサ 3 6 - 3 および B P F 3 8 - 3 を経由して、無線周波数帯に変換される。

20

【 0 0 5 2 】

なお、本実施の形態では説明の都合上、合波の数が 4 つの場合の例について示しているが、合波の数はこれに限らず、2 以上の整数であれば、どのような値でも構わない。また遅延回路 3 3 - 1 , 3 3 - 2 , 3 3 - 3 , ... , 3 3 - N の各遅延量 T_0 , T_1 , T_2 , ... , $T(n-1)$ は、地上の制御局 1 1 0 からのコマンド信号によって制御される。これらの各遅延量の設定に関しては、後述する。

【 0 0 5 3 】

各送信信号の無線周波数帯への変換は、送信ローカル生成部 3 7 が生成する各送信ローカル信号を、各ミキサ 3 6 - 1 , 3 6 - 2 , 3 6 - 3 , ... , 3 6 - N で乗算することで実現される。送信ローカル生成部 3 7 で生成される各送信ローカル信号は、上述した受信ローカル生成部 2 5 で生成される各受信ローカル信号と同様、原振 2 6 を基準に生成される。そのため、各送信ローカル信号の周波数関係は安定しており、周波数偏移は生じない。また、これらの送信ローカル信号の周波数間隔も、受信ローカル信号の周波数間隔と同様に 1 とする。

30

【 0 0 5 4 】

送信アナログスイッチマトリックス部 3 9 は、地上の制御局 1 1 0 からのコマンド信号によって接続を制御される。図示した例では、送信ポート # 0 (B P F 3 8 - 1) からの信号 (ウ) と、送信ポート # 1 (B P F 3 8 - 2) からの信号 { (エ) , C , D } を同時に、送信アンテナ 4 0 - 1 に出力する。送信アンテナ 4 0 - 1 から出力される信号スペクトラムは、図 1 0 (e) に示すように信号 (ウ) と信号 (エ) が一部オーバーラップする形となる。ここで、各送信ローカル信号の周波数間隔が 1、また図 7 に示す各分波フィルタの特性により、信号 (ウ) と信号 (エ) を合わせた合成信号 A ' は図 1 0 (g) に示すように、元の広帯域送信局 1 0 1 からの信号 A と同様の信号スペクトラム形状となって、ビームエリア 4 0 0 内の受信局 4 0 1 へ送信される。

40

【 0 0 5 5 】

また、送信アナログスイッチマトリックス部 3 9 は、送信ポート # 2 (B P F 3 8 - 3) から出力される無線周波数帯に変換された信号 B (図 1 0 (f)) を、送信アンテナ 4 0 - 2 に出力し、信号 B をビームエリア 4 0 2 内の受信局 4 0 3 に送信する。

50

【 0 0 5 6 】

地上の受信局 4 0 1 は信号 { A ' , C , D } を受信後、それぞれを復調する。また、地上の受信局 4 0 3 は信号 B を受信後、復調する。

【 0 0 5 7 】

なお、受信局 4 0 1 は、総帯域幅 2 の広帯域信号 { A ' , C , D } を受信することになるが、一般に、地上で使用される民生品のデジタルデバイスの動作速度は、宇宙用デジタルデバイスの動作速度より数倍高いため、受信局 4 0 1 はデジタルデバイスの性能上限の問題はなく、信号 { A ' , C , D } を復調することができる。

【 0 0 5 8 】

ここで合成信号 A ' の周波数対位相特性は、図 1 1 に示す “ ” 2 箇所 { (R) , (T) } において不連続が発生する。図 1 1 に示す “ ” (R) は、前記した通り、受信側のポート # n、ポート # n + 1 (具体的には受信ポート # 0 と受信ポート # 1) 間で生じる不連続位置を、図 1 1 に示す “ ” (T) は、同様に送信側のポート # n、ポート # n + 1 (具体的には送信ポート # 0 と送信ポート # 1) 間で生じる不連続位置を示している。

10

【 0 0 5 9 】

このように、合成信号 A ' の帯域内で位相不連続が発生する場合でも、本実施の形態では、中継衛星 2 0 0 における遅延回路 2 9 - 1 ~ 2 9 - N、3 3 - 1 ~ 3 3 - N の各遅延制御と、受信局 4 0 1 における相関処理により、通信品質の劣化無く、元の信号 A を受信する場合と同等な受信感度特性を実現する。

【 0 0 6 0 】

一例として、信号 A がスペクトラム拡散信号である場合の受信局 4 0 1 の処理を、図 4 ~ 図 1 4 を用いて説明する。

20

【 0 0 6 1 】

図 4 に示した構成の受信局 4 0 1 において、アンテナ 5 0 0 は信号 { A ' , C , D } を受信し、アンプ 5 0 1 は、信号 { A ' , C , D } のレベルを増幅する。増幅された信号 { A ' , C , D } は、バンドパスフィルタ (B P F) 5 0 2、ミキサ 5 0 3、ローパスフィルタ (L P F) 5 0 5 を経由して、無線周波数帯から中間周波数、あるいはベースバンドに変換された後、A D 変換器 5 0 6 に入力される。民生品である A D 変換器 5 0 6 は、総帯域幅 2 の信号 { A ' , C , D } をサンプリングしてデジタル信号に変換し、民生品のデジタルデバイスで構成される分波部 5 0 7 は、A D 変換器 5 0 6 から出力された総帯域幅 2 の信号 { A ' , C , D } から信号 A ' , C , D の各信号を分波する。

30

【 0 0 6 2 】

狭帯域信号用復調器 5 0 8 は、分波部 5 0 7 で分波された信号 C を、狭帯域信号用復調器 5 0 9 は、分波部 5 0 7 で分波された信号 D を復調する。信号 C , D は、上述の各信号処理過程から明らかのように、信号 A ' のような信号帯域内の位相不連続は発生しないため、狭帯域信号用復調器 5 0 8 , 5 0 9 では、一般的な復調方法で、データ復調を実現する。

【 0 0 6 3 】

一方、広帯域信号用復調器 5 1 0 は、中継衛星 2 0 0 による遅延制御に合わせて、データ復調を相関処理に則った復調を行う。この遅延制御は、各ポート間で生じる位相不確定性の影響を軽減するためであり、各ポートのパス毎に時間遅延差を与えることで、各パスの逆拡散後の相互相関ベクトルが、受信時に打消し合って通信品質が劣化しないよう、時間方向に分離させるために行う。時間方向に分離した各相関ベクトルは、広帯域信号用復調器 5 1 0 でベクトル角を揃えて合成されるため、通信品質の劣化は生じない。以降、本復調処理の詳細を説明する。

40

【 0 0 6 4 】

はじめに制御局 1 1 0 は、中継衛星 2 0 0 における遅延回路 2 9 - 1 , 2 9 - 2 , 3 3 - 1 , 3 3 - 2 の各遅延量 (R 0 , R 1 , T 0 , T 1) を、例えば図 1 2 に示す設定とする。制御局 1 1 0 は、中継衛星 2 0 0 の全ての制御や、中継する各信号の種別、周波数配置等、本衛星システムを管理しているため、必要に応じて、中継衛星 2 0 0 に対

50

して設定した各遅延値や、信号 A' の位相不連続位置 (R) , (T) 等、信号 A' を復調する際に役立つ情報を、受信局 401 にも通知する。

【0065】

図 12 (a) は、中継衛星 200 の受信側における信号 A に対する遅延処理例を、図 12 (b) は、中継衛星 200 の送信側における信号 A に対する遅延処理例を示しており、それぞれ縦軸が信号 A の周波数、横軸が時間を示している。また、図 12 に示す通り、各遅延時間は、拡散コード長 L [μ 秒] に対して、小さな値で設定する。

【0066】

中継衛星 200 の受信側では、各分波部によって分解された信号 A (= { (1) , (2) , (3) , (4) , (5) , (6) }) 中、信号 (1) , (2) , (3) は遅延回路 29 - 1 で時間遅延 R0 (本例では 0 [秒]) が与えられ、信号 (4) , (5) , (6) は遅延回路 29 - 2 で時間遅延 R1 が与えられる (図 12 (a)) 。

【0067】

更に、中継衛星 200 の送信側において、信号 (1) , (2) , (3) , (4) は遅延回路 33 - 1 で時間遅延 T0 が与えられ、信号 (5) , (6) は遅延回路 33 - 2 で時間遅延 T1 が与えられる。このような遅延制御によって、中継衛星 200 は、最終的に信号 A に対して図 12 (b) に示す遅延を与える。

【0068】

上記遅延設定を実施後、受信局 401 の広帯域信号用復調器 510 は、相互相関部 511 で逆拡散処理を開始する。相互相関部 511 は、既知である逆拡散コードを用いて、信号 A' との相互相関を、拡散用チップレートの数倍以上のサンプリング周期で求める (スライディング相関を行う) 。

【0069】

図 13 (a) , (b) に相互相関特性の一例を示す。(a) は相互相関ベクトル特性を、(b) は相互相関電力特性を示している。信号 { (1) , (2) , (3) , (4) , (5) , (6) } のいずれか 1 つを受信した場合の相互相関電力を 1 とした場合、図 13 に示す通り、時間 (R0 + T0) 後に、信号 { (1) , (2) , (3) } による相互相関ベクトル (電力量 : 3) 、時間 (R0 + T1) 後に、信号 (4) による相互相関ベクトル (電力量 : 1) 、時間 (R1 + T1) 後に、信号 { (5) , (6) } による相互相関ベクトル (電力量 : 2) が得られる。

【0070】

ベクトル位相検出部 512 は、相互相関部 511 で得られた相互相関データ系列 (図 13 (a)) から、図 13 (a) に示す相互相関ベクトルの数、各ベクトルの到来時刻、及び各ベクトル位相角を検出し、合成部 513 に通知する。なお、ベクトル位相検出部 512 は、ベクトルの到来時刻やベクトル位相角検出の際に、制御局 110 から収集した各遅延量 (R0 , R1 , T0 , T1) や、信号 A' の位相不連続位置情報から、検出すべきベクトルの数 (本例では 3 つ) 、ベクトル長の比の期待値 (本例では 3 : 1 : 2) 、各ベクトルの時間差 (本例では、 T1 - T0 , R1 - R0 + T1 - T0) の各情報を用いても良い。この場合、これらの情報を用いずに検出する場合と比較して、より正確なベクトルの数、ベクトルの到来時刻、及びベクトル位相角を検出することが出来る。

【0071】

合成部 513 は、ベクトル位相検出部 512 で検出したベクトルの数、ベクトルの到来時刻、及びベクトル位相角の各情報を用いて、相互相関部 511 から出力される相互相関データ系列の各相関ベクトルをベクトル合成して出力する。

【0072】

合成部 513 の動作例について、図 5 を用いて説明する。相互相関データ系列は、遅延器 600 , 601 , 加算器 620 に入力される。遅延器 600 は、最初に到来した 1 番目のパスのベクトルを、3 番目のパスの到来時刻に合わせる時間遅延制御を行う。具体的には、ベクトル位相検出部 512 が検出したベクトルの時間差情報をもとに、ベクトル位相

10

20

30

40

50

検出部 5 1 2 が 1 番目のパスの遅延量 ($R 1 - R 0 + T 1 - T 0$) を、遅延器 6 0 0 に与える。同様に、遅延器 6 0 1 は、2 番目のパスのベクトルを、3 番目のパスの到来時刻に合わせる時間遅延制御を行う。具体的には、ベクトル位相検出部 5 1 2 が検出したベクトルの時間差情報をもとに、ベクトル位相検出部 5 1 2 が 2 番目のパスの遅延量 ($R 1 - R 0$) を、遅延器 6 0 1 に与える。

【 0 0 7 3 】

このように 3 分岐した相互相関データ系列の各遅延制御処理により、図 1 3 に示す 3 つの相関ベクトルの位置を、3 番目のパスのベクトル位置に全て揃えることが出来る。但し、各相関ベクトル位相角は揃っていないため、更に以下の処理により、ベクトル位相角も揃える。

10

【 0 0 7 4 】

移相器 6 1 0 は、最初に到来した 1 番目のパスのベクトル位相角を、3 番目のパスのベクトル位相角に合わせる。具体的には、ベクトル位相検出部 5 1 2 が検出したベクトル位相角情報をもとに、ベクトル位相検出部 5 1 2 が 1 番目のパスの移相量を、移相器 6 1 0 に与える。同様に、移相器 6 1 1 は、2 番目のパスのベクトル位相角を、3 番目のパスのベクトル位相角に合わせる。具体的には、ベクトル位相検出部 5 1 2 が 2 番目のパスの移相量を、移相器 6 1 1 に与える。

【 0 0 7 5 】

このようなベクトル移相制御を行うことで、3 分岐した相互相関データ系列のベクトル位相角を、3 番目のパスのベクトル位置に全て揃えることが出来る。

20

【 0 0 7 6 】

加算器 6 2 0 は、上述の時間遅延制御と移相制御が施された 3 つの相互相関データ系列を加算し、ラッチ 6 3 0 は、ベクトル位相検出部 5 1 2 で検出したベクトルの到来時刻を元に、加算後の相互相関データ系列から、ベクトル合成後の相関ピーク値を抽出する。

【 0 0 7 7 】

以上の処理により、合成部 5 1 3 から出力される合成後の信号ベクトルは、図 1 4 に示すように揃うため、信号レベルの減少なく、電力量 6 の信号を得ることが出来る。

【 0 0 7 8 】

後段の検波部 5 1 4 は、合成部 5 1 3 から拡散コード周期 (L [μ 秒]) で出力される上記合成後の信号ベクトルを入力として、同期検波、あるいは遅延検波を行い、データを復調する。

30

【 0 0 7 9 】

以上のような中継衛星 2 0 0 での遅延制御と、受信局 4 0 1 での各信号処理とにより、広帯域信号を中継衛星 2 0 0 で中継する際に、周波数対位相特性に不連続が生じても、各パスの逆拡散後の相互相関ベクトルが、受信時に打消し合って通信品質が劣化しないよう、時間方向に分離させることが出来るため、相互相関ベクトル合成時において、良好な通信品質を実現できる。

【 0 0 8 0 】

このように、本実施の形態において、中継衛星は、送信局からの信号を受信するための処理ブロック (図 2 に示した一式の { B P F , ミキサ , L P F , A / D , 遅延回路 , 分波部 } である受信処理手段) と信号を受信局へ送信するための処理ブロック (図 3 に示した一式の { 合波部 , 遅延回路 , D / A , L P F , ミキサ , B P F } である送信処理手段) をそれぞれ複数備え、自衛星を構成しているデバイスの性能限界を超えた広帯域信号が送信されてきた場合、 N 個 ($N \geq 2$) の受信処理ブロックを使用し、 N 個の受信処理ブロックでは、それぞれ異なる周波数成分を対象として、入力された広帯域信号の受信処理を並列に行い、 N 個の受信処理ブロックを使用して受信した各信号を、複数の送信処理ブロックを使用して受信局へ送信することとした。このとき、各信号成分を受信局側で通信品質を劣化させることなく合成できるように、各処理ブロック (受信処理ブロック , 送信処理ブロック) では、処理ブロックごとに異なる遅延量で遅延を与えることとした。これにより、図 6 に示したように、宇宙用デバイスの性能限界 (帯域幅 1) を超える広帯域信号を含

40

50

めた信号を中継でき、柔軟な中継動作を実現できる。

【 0 0 8 1 】

また、受信処理ブロックと送信処理ブロックの間で信号を中継するデジタルスイッチマトリックス部は、送信先（中継先）の受信局が同じ複数の信号（前段の各受信ブロックで分波された信号）を、その信号種別によらず（広帯域信号か非広帯域信号かによらず）、合計帯域が後段の各送信処理ブロックで処理可能な帯域以下に収まるように考慮して振り分けるので、効率的な帯域利用を実現できる。

【 0 0 8 2 】

また、本実施の形態で示した構成により、仮に受信ポート # 0 のパスか、受信ポート # 1 のパスのいずれかが故障、あるいは予期せぬ干渉波入力等により、受信ポート # 0 または受信ポート # 1 の入力が飽和し、正常な受信信号処理が実現できない事態に陥っても、もう一方の正常なパスを用いて、通信が遮断されることなく、3 dB 程度の感度劣化で、広帯域信号を中継することが出来る。例えば、受信ポート # 1 が故障した場合は、広帯域信号 A の半分（信号（4）、（5）、（6））が失われるため、図 13 の各相関ベクトル中、2 番目の相関ベクトル（電力 1）と 3 番目の相関ベクトル（電力 2）が無くなる。しかしながら、受信ポート # 0 を経由して得られる 1 番目の相関ベクトル（電力 3）は受信できるため、受信特性としては 3 dB（半分）の劣化の範囲となり、例えば送信データレートを 0.5 倍に落とす適応変調制御により、通信を成立させることが可能である。

【 0 0 8 3 】

一方、広帯域信号を一式の { A / D , D / A , デジタル分波 / 合波 } で処理する従来技術では、各構成要素の一部が故障したら、通信不能に陥る。よって本実施の形態の構成（図 2 , 図 3 参照）を採用することにより、広帯域信号を一式の { A / D , D / A , デジタル分波 / 合波 } で処理する従来技術と比較して、故障や干渉に強い中継衛星、及び衛星通信システムを実現できる。

【 0 0 8 4 】

なお、通信品質の劣化が生じる可能性はあるが、中継衛星 200 や衛星通信システムの簡単化のため、上記中継衛星 200 での遅延制御を実施しなくてもよい。即ち、中継衛星 200 において、遅延回路 29 - 1 ~ 29 - N , 33 - 1 ~ 33 - N が無い構成としても良い。この場合、中継衛星 200 における各パスの遅延差が、1 チップ未満となるため、各パスの相互相関ベクトル位相角が打消し合うことで、通信品質の劣化が生じうるが、上記中継衛星 200 への遅延制御は不要となるため、中継衛星 200 や衛星通信システムの構成を簡単化できる。

【 0 0 8 5 】

実施の形態 2 .

実施の形態 1 では、信号 A がスペクトラム拡散信号である場合の信号処理例を示したが、信号 A はスペクトラム拡散信号でなく、例えば、スペクトラム拡散を行わない広帯域 PSK 変調信号としても良い。この場合、広帯域送信局 101 は、図 15 に示すように、広帯域 PSK 変調信号に伝送路等化用のプリアンプルを付加した形で送信する。中継衛星 200 は実施の形態 1 と同様の処理で、本広帯域信号 A を中継する。

【 0 0 8 6 】

図 16 は、実施の形態 2 における受信局 401（広帯域 PSK 用受信局）の構成例を示す図である。

【 0 0 8 7 】

図 16 において、受信局 401 は、アンテナ 500 と、アンプ 501 と、バンドパスフィルタ 502 と、ミキサ 503 と、受信ローカル生成部 504 と、ローパスフィルタ 505 と、AD 変換器（A / D）506 と、分波部 507 と、広帯域信号用復調器 510 a と、狭帯域信号用復調器 508 および 509 とを備える。また、広帯域信号用復調器 510 a は、相互相関部 521 と、伝送路推定部 522 と、等化部 523 と、検波部 524 とを備える。すなわち、本実施の形態の受信局 401 は、実施の形態 1 で説明した受信局 401（図 4 参照）の広帯域信号用復調器 510 を広帯域信号用復調器 510 a に置き換えた

ものであり、これ以外の部分については同一である。よって、本実施の形態では、広帯域信号用復調器 5 1 0 a の動作についてのみ説明する。

【 0 0 8 8 】

広帯域信号用復調器 5 1 0 a において、相互相関部 5 2 1 は、広帯域 P S K 変調信号に付加した同一のプリアンブル（図 1 5 参照）を用いて、受信信号 A と既知プリアンブルとの相互相関処理を行う。次に伝送路推定部 5 2 2 は、相互相関部 5 2 1 による相互相関処理で得られた相互相関データ系列のうち、受信信号 A に含まれるプリアンブルと既知プリアンブルとの相互相関特性を相互相関電力検出によって抽出し、抽出した相互相関特性を伝送路推定値として保存する。

【 0 0 8 9 】

等化部 5 2 3 は、上記伝送路推定値を用いて、受信信号 A の等化処理を行う。例えば、伝送路推定値と受信信号 A を時間領域から周波数領域に変換後、周波数領域に変換された受信信号 A を、周波数領域に変換された伝送路推定値で除算することで、周波数領域での等化処理を行う。この等化処理により、信号 A 帯域内における周波数対位相特性は、たとえば図 1 1 に示した不連続が発生していたとしても、伝送路推定値も同様の不連続特性となるため、両者の除算処理により、位相の不連続を修正することができる。除算後のデータ系列は、等化部 5 2 3 内で、再び周波数領域から時間領域に変換後、検波部 5 2 4 に出力される。

【 0 0 9 0 】

検波部 5 2 4 は、等化部 5 2 3 での等化処理により信号 A 帯域内の位相不連続が解消されているため、一般的な復調処理で信号 A（広帯域 P S K 変調信号）を復調すればよい。

【 0 0 9 1 】

このように、中継衛星 2 0 0 を備えた衛星通信システムでは、実施の形態 1 で説明したスペクトラム拡散信号だけでなく、スペクトラム拡散を行わない広帯域 P S K 変調信号の中継も、良好な通信品質で実現することが出来る。

【 0 0 9 2 】

なお、通信品質の劣化が生じる可能性はあるが、本実施の形態においても、中継衛星 2 0 0 や衛星通信システムの簡単化のため、中継衛星 2 0 0 での遅延制御を実施しなくてもよい。即ち、中継衛星 2 0 0 において、遅延回路 2 9 - 1 ~ 2 9 - N , 3 3 - 1 ~ 3 3 - N が無い構成としても良い。

【 0 0 9 3 】

実施の形態 3 .

実施の形態 1 の中継衛星 2 0 0 では、受信アナログスイッチマトリックス部 2 2 が、各受信アンテナ 2 1 - 1 ~ 2 1 - N からの信号を、各受信ポートに接続制御する例を示したが、以下の（ 1 ）,（ 2 ）とすることで、受信アナログスイッチマトリックス部 2 2 を無くした構成とし、中継衛星 2 0 0 の構成を簡易化しても良い。

【 0 0 9 4 】

（ 1 ）各受信アンテナ 2 1 - 1 ~ 2 1 - N の指向性を、制御局 1 1 0 からのコマンドによって可変とする。

（ 2 ）受信アンテナを、受信ポートと同じ数だけ確保し、各受信アンテナと各受信ポートを 1 対 1 で直結する。例えば、図 2 において、受信アンテナ 2 1 - n と受信ポート # n - 1 (n = 1, 2, ..., N) を直結する。

【 0 0 9 5 】

この場合、中継衛星 2 0 0 において、受信アンテナ 2 1 - 1 だけでなく、受信アンテナ 2 1 - 2 も広帯域ビームエリア 1 0 0 に向ける制御とすることで、実施の形態 1 と同様に、広帯域信号 A を受信ポート # 0 と受信ポート # 1 で処理することが出来る。狭帯域ビームエリア 1 0 2 には、受信アンテナ 2 1 - 3 を向けることで、この受信アンテナ 2 1 - 3 で受信した信号 B , C , D を、実施の形態 1 と同様に、受信ポート # 2 で処理することが出来る。

【 0 0 9 6 】

10

20

30

40

50

同様に、実施の形態 1 では、送信アナログスイッチマトリックス部 39 が、各送信ポートからの信号を、送信アンテナ 40 - 1 ~ 40 - N に接続制御する例を示したが、以下の(3)、(4)とすることで、送信アナログスイッチマトリックス部 39 を無くした構成とし、中継衛星 200 の構成を簡易化しても良い。

【0097】

(3) 各送信アンテナ 40 - 1 ~ 40 - N の指向性を、制御局 110 からのコマンドによって可変とする。

(4) 送信アンテナを、送信ポートと同じ数だけ確保し、各送信アンテナと各送信ポートを 1 対 1 で直結する。例えば、図 3 において、送信アンテナ 40 - n と送信ポート # n - 1 (n=1,2,...,N) を直結する。

10

【0098】

この場合、中継衛星 200 において、送信アンテナ 40 - 1 だけでなく、送信アンテナ 40 - 2 もビームエリア 400 に向ける制御とすることで、実施の形態 1 と同様に、送信ポート # 0 (BPF38 - 1) と送信ポート # 1 (BPF38 - 2) から出力される各信号、即ち広帯域信号 {A', C, D} を地上の受信局 401 へ送信することが出来る。

【0099】

ビームエリア 402 には、送信アンテナ 41 - 3 を向けることで、送信ポート # 2 (BPF38 - 3) から出力される信号 B を、地上の受信局 403 に送信することが出来る。

【0100】

実施の形態 4 .

20

実施の形態 1 ~ 3 では、中継衛星 200 で生じた位相不連続を、地上の受信局 401 で補償する構成としていたが、本実施の形態では、中継衛星 200 自らが、受信側で生じた位相不連続をデジタル信号処理で補償する。詳細については後述するが、位相不連続を中継装置 200 において補償する本実施の形態によれば、位相不連続点を図 11 に示す 2 箇所 (R と T) から 1 箇所 (T) に減らすことができる。また、本実施の形態では、中継衛星の受信側で生じていた位相不連続が解消されるため、地上の受信局 401 の処理量の複雑さが軽減される効果や、アップリンクの周波数利用効率が向上し、既存の送受信局の収容性が高まる効果も得られる。以降、詳細について説明する。

【0101】

本実施の形態の中継衛星 200 の送信側の構成は、実施の形態 1 の図 3 と同様である。一方、受信側の構成は、実施の形態 1 の図 2 の構成から遅延回路 29 - 1, 29 - 2, 29 - 3, ..., 29 - N を除いた構成となる。すなわち、本実施の形態では図 2 において、AD 変換器 28 - 1, 28 - 2, 28 - 3, ..., 28 - N の各出力が、分波部 30 - 1, 30 - 2, 30 - 3, ..., 30 - N に接続される構成となる。また、本実施の形態では、デジタルスイッチマトリックス部 31 の内部で、実施の形態 1 では行わない新たな処理を実施する。本処理の詳細は後述する。

30

【0102】

一方、本実施の形態における地上の受信局 401 は、スペクトラム拡散信号を受信する場合、2 番目のパスが無くなることから、図 5 に示す合成部において、遅延器 601 と移相器 611 が除かれた構成となる。これ以外、本実施の形態の受信局 401 と、実施の形態 1、あるいは実施の形態 2 の受信局 401 で構成上の違いは無い。以降、本実施の形態の衛星通信システムの動作について説明する。なお、実施の形態 1 と同様に、広帯域送信局 101 からの信号と、狭帯域送信局 103、104 および 105 からの信号とを受信し、受信局 401 および 403 へ送信する場合の動作例を説明する。

40

【0103】

本実施の形態において、各送信局 101, 103, 104, 105 の信号が中継衛星 200 (受信側) の分波部 30 - 1, 30 - 2, 30 - 3, ..., 30 - N によって分波されるまでの一連の処理は、遅延回路の削除に伴い各信号が遅延されなくなった点を除いて、実施の形態 1 と同様である。すなわち、受信ポート # 0 から信号 (1), (2), (3) が、受信ポート # 1 から信号 (4), (5), (6) が、受信ポート # 2 から信号 B, C, D

50

が、本実施の形態のデジタルスイッチマトリックス部 31 に入力される。

【0104】

図 17 に、本実施の形態のデジタルスイッチマトリックス部 31 の構成例を示す。図 17 に示したように、本実施の形態のデジタルスイッチマトリックス部 31 は、位相補償部 700 およびスイッチ部 701 を備える。位相補償部 700 は、遅延調整部 702 および 705 と、周波数変換部 703 および 706 と、ローパスフィルタ 704 および 707 と、複素乗算器 708 と、リミタ 709 と、自己相関検出部 710 と、経路遅延差検出部 711 と、複素乗算器 712、713、714 および 715 とを備える。

【0105】

ここで、受信部（図 2 参照）において受信ポート # 0 からの入力信号を取り扱う分波部 30 - 1 から出力される信号（1）は、図 17 記載の端子 # 0₁ に入力される。同様に、分波部 30 - 1 から出力される信号（2）は端子 # 0₂ に、信号（3）は端子 # 0₃ に入力される。

10

【0106】

また、受信ポート # 1 からの入力信号を取り扱う分波部 30 - 2 から出力される信号（4）は、図 17 記載の端子 # 1₀ に入力される。同様に、分波部 30 - 2 から出力される信号（5）は端子 # 1₁ に、信号（6）は端子 # 1₂ に入力される。

【0107】

以降、本実施の形態のデジタルスイッチマトリックス部 31 の動作について、図 17 と図 18 を用いて説明する。図 18 は、本実施の形態のデジタルスイッチマトリックス部 31 が備えている位相補償部 700 の処理の一例を示す図である。

20

【0108】

位相補償部 700 は、受信部の分波部 30 - 1 から出力される信号 {（1），（2），（3）} と、分波部 30 - 2 から出力される信号 {（4），（5），（6）} の間の位相不連続を補償する。スイッチ部 701 は、位相補償部 700 で補償された信号 {（1），（2），（3）}、{（4），（5），（6）} を入力とし、実施の形態 1 と同様、位相補償対象外の信号 { B，C，D } と合わせて、図 10 に示すスイッチ処理を行う。

【0109】

次に、位相補償部 700 の動作について説明する。図 18 に示す通り、広帯域信号 A は、その半分が受信ポート # 0 を、もう半分が受信ポート # 1 を通過するが、一部のオーバーラップする信号成分のみ、両ポートを通過することに着目する。具体的には、図 18 で示すオーバーラップ領域であり、この共通する信号成分は、図 18 に示すように分波部 30 - 1 から出力される信号（3）の一部（斜線部）と分波部 30 - 2 から出力される信号（4）の一部（斜線部）に含まれる。

30

【0110】

この信号（3）の一部に含まれるオーバーラップ成分は、信号（3）が図 17 に示す周波数変換部 703 でベースバンド（0 Hz）に変換された後、ローパスフィルタ 704 により抽出される。同様に信号（4）の一部に含まれるオーバーラップ成分は、信号（4）が周波数変換部 706 でベースバンド（0 Hz）に変換された後、ローパスフィルタ 707 により抽出される。なお、信号（3）と信号（4）は、前段の遅延調整部 702、705 で遅延調整された後に、周波数変換部 703、706 に入力されるが、遅延調整に関する動作説明は後述する。

40

【0111】

図 18 においては、ローパスフィルタ 704 で抽出したオーバーラップ成分を S_0 、ローパスフィルタ 707 で抽出したオーバーラップ成分を S_1 で示している。

【0112】

信号成分 { S_0 ， S_1 } は、受信ポート # 0 と受信ポート # 1 の間で位相不連続や経路遅延差が無ければ、時間方向の各サンプル点における信号ベクトルが全て一致する、即ち { S_0 ， S_1 } は同一波形となる。

【0113】

50

一方、位相不連続によりポート間の位相差 θ が発生すると、両信号のベクトル角がずれることになる。図 19 に、位相差 θ が発生した場合の信号成分 $\{S_0, S_1\}$ の包絡線、位相を示す。図 19 は、異なる 2 つの受信ポート（受信ポート # 0, # 1）に入力された受信信号の同一成分（ローパスフィルタ 704, 707 で抽出された各オーバーラップ成分）の関係の一例を示す図である。図 19 において、 A_0 はオーバーラップ成分 S_0 の包絡線信号、 ϕ_0 はオーバーラップ成分 S_0 の位相信号、 A_1 はオーバーラップ成分 S_1 の包絡線信号、 ϕ_1 はオーバーラップ成分 S_1 の位相信号である。図 19 に示す通り、位相差 θ が発生した場合、包絡線信号 $\{A_0, A_1\}$ は一致するが、位相信号 $\{\phi_0, \phi_1\}$ は、例えば図 19 中の時刻 t_1, t_2 等、どの時刻においてもずれた関係となる。

【0114】

また、受信ポート # 0 と受信ポート # 1 の間で温度変動や、経年変化等により、経路遅延差 τ が発生すると、信号 $\{S_0, S_1\}$ の両者の時間波形もずれてしまう。図 20 に、経路遅延差 τ が発生した場合の信号 $\{S_0, S_1\}$ の包絡線信号 $\{A_0, A_1\}$ と位相信号 $\{\phi_0, \phi_1\}$ を示す。図 20 に示す通り、経路遅延差 τ が発生した場合、包絡線信号 A_1 が包絡線信号 A_0 に対して遅れて入力される。

【0115】

経路遅延差 τ が発生すると、図 20 から明らかなように、位相信号 $\{\phi_0, \phi_1\}$ の位相差は、一定とならず、変動が生じる。例えば図 20 記載の時刻 t_1, t_2 等、位相差は時々刻々変化する。

【0116】

そこで、本実施の形態の衛星通信システムでは、上記性質を利用し、位相補償部 700 において、受信ポート # 0 に入力された信号と受信ポート # 1 に入力された受信信号の間に存在する位相不連続および経路遅延差を補償する。以下、この補償動作を説明する。

【0117】

複素乗算器 708 は、信号 S_0 と、信号 S_1 の複素共役値を複素乗算する。ここで複素乗算器 708 から出力される複素乗算後の信号（図 18 に示した相関値 C に相当）のベクトル角 θ は、位相信号 $\{\phi_0, \phi_1\}$ の位相差（ $\theta = \phi_0 - \phi_1$ ）となる。また、経路遅延差 $\tau = 0$ の場合は、ベクトル角 θ は、受信ポート # 0 と受信ポート # 1 間の位相差 θ に相当する。

【0118】

自己相関検出部 710 は、複素乗算器 708 から出力される複素乗算後の信号を、ある期間、全てベクトル合成し、合成後のベクトル長を自己相関電力 P_i ($i=0, \pm 1, \pm 2, \dots$) として出力する。

【0119】

次に、経路遅延差検出部 711 の動作について説明する。

【0120】

自己相関電力 P_i は、経路遅延差 $\tau = 0$ の場合に最大値を示す。一方、 τ 増加に伴い、位相信号 $\{\phi_0, \phi_1\}$ の位相差（ $\theta =$ ベクトル角）が一定とならず乱れていくため、自己相関電力 P は小さくなる。経路遅延差検出部 711 は、この性質を利用して、経路遅延差 τ を求める。

【0121】

経路遅延差検出部 711 は、はじめに、前段の遅延調整部 702, 705 に対して、遅延量を調整する指示信号を出力することで、意図的に各経路間の遅延差を時間 T_c 単位で与え、これらの各遅延差を与えた場合の自己相関電力 P_i ($i=0, \pm 1, \pm 2, \dots$) 情報から、経路遅延差 τ を算出する。

【0122】

図 21 に経路遅延差検出部 711 の動作例を示す。図 21 に示す通り、実際の経路遅延差 τ に最も遅延差設定が近い “ $+T_c$ ” 設定時に、最も自己相関電力が高くなる（図中の P_{+1} ）。また、自己相関電力が 2 番目に高くなる遅延差設定は “0” であり（図中の P_0 ）、実際の経路遅延差 τ は、0 と $+T_c$ の間にピーク値として存在することが判る。

10

20

30

40

50

【 0 1 2 3 】

経路遅延差検出部 7 1 1 は、この自己相関電力ピーク値の位置 (=) を、この自己相関電力 P_i ($i=0, \pm 1, \pm 2, \dots$) 系列を用いて求める。例えば、経路遅延差検出部 7 1 1 は、自己相関電力 P_i ($i=0, \pm 1, \pm 2, \dots$) 系列中の最大値と、その前後の計 3 つの自己相関電力を用いた 2 次曲線近似処理により、ピーク値の位置 (=) を求める。図 2 1 の例では、経路遅延差検出部 7 1 1 は P_0, P_{+1}, P_{+2} の 3 点を用いた 2 次曲線近似処理により、ピーク値の位置 (=) を求める。また経路遅延差検出部 7 1 1 は、 の算出精度を高めるために、自己相関電力 P_i ($i=0, \pm 1, \pm 2, \dots$) を 3 点ではなく、5 点、7 点、... と用いる数を増やした上で、2 次曲線近似等の補間処理により、ピーク値の位置 (=) を求めてもよい。

10

【 0 1 2 4 】

経路遅延差検出部 7 1 1 は、ピーク値の位置 (=) を検出した後、経路遅延差を 0 に補正する遅延調整信号 τ_1 および τ_2 を、前段の遅延調整部 7 0 2, 7 0 5 に対して出力する。遅延調整部 7 0 2, 7 0 5 は、例えばポリフェーズ (多相) フィルタで構成され、経路遅延差検出部 7 1 1 からの遅延調整信号 $\{\tau_1, \tau_2\}$ に基づいて、入力データに対するきめ細かいサンプリング位相調整を行う。具体的には、遅延調整部 7 0 2 は分波部 3 0 - 1 からの各分波データに対して、共通の遅延 τ_1 を与えてから出力する。同様に、遅延調整部 7 0 5 は分波部 3 0 - 2 からの各分波データに対して、共通の遅延 τ_2 を与えてから出力する。

【 0 1 2 5 】

ピーク値の位置 (=) を検出する前の“検出モード”において、経路遅延差検出部 7 1 1 は、自己相関電力 P_i ($i=0, \pm 1, \pm 2, \dots$) 系列を得るために、経路の遅延差を $\{ \dots, -2T_c, -T_c, 0, +T_c, +2T_c, \dots \}$ で与える。プラス方向の遅延差 $\{ 0, +T_c, +2T_c, \dots \}$ を与える場合、経路遅延差検出部 7 1 1 は遅延調整部 7 0 5 に対する遅延調整信号 τ_2 を $\{ 0 \}$ 固定としながら、遅延調整部 7 0 2 に対して、遅延調整信号 τ_1 を $\{ 0, T_c, 2T_c, \dots \}$ で与えていく。同様に、マイナス方向の遅延差 $\{ 0, -T_c, -2T_c, \dots \}$ を与える場合、経路遅延差検出部 7 1 1 は遅延調整部 7 0 2 に対する遅延調整信号 τ_1 を $\{ 0 \}$ 固定としながら、遅延調整部 7 0 5 に対して、遅延調整信号 τ_2 を $\{ 0, T_c, 2T_c, \dots \}$ で与えていく。

20

【 0 1 2 6 】

次にピーク値の位置 (=) を検出した後の“補正モード”において、経路遅延差検出部 7 1 1 は、以下の制御を遅延調整部 7 0 2, 7 0 5 に対して行う。

30

【 0 1 2 7 】

がプラスの場合、経路遅延差検出部 7 1 1 は、遅延調整部 7 0 2 に対する遅延調整信号 τ_1 を $\{ 0 \}$ としながら、遅延調整部 7 0 5 に対して、遅延調整信号 τ_2 を $\{ \quad \}$ で与えることで、プラス方向の経路差を打ち消す。一方 がマイナスの場合、経路遅延差検出部 7 1 1 は、遅延調整部 7 0 5 に対する遅延調整信号 τ_2 を $\{ 0 \}$ としながら、遅延調整部 7 0 2 に対して、遅延調整信号 τ_1 を $\{ \quad \}$ で与えることで、マイナス方向の経路差を打ち消す。このように、“検出モード”と“補正モード”の 2 段階の処理フローにより経路遅延差検出部 7 1 1 は、経路差を補正する。

40

【 0 1 2 8 】

なお、上記のように 2 つのモードを切り替える運用を行う場合、“検出モード”で一旦、信号中継を停止する必要があるが、信号中継を停止させずに、時々刻々と経路遅延差を補正していく場合は、図 2 2 に示す構成に変更することで実現できる。

【 0 1 2 9 】

図 2 2 に示したデジタルスイッチマトリックス部 3 1 a の位相補償部 7 0 0 a は、図 1 7 に示した位相補償部 7 0 0 に対し、経路差を検出するための専用の遅延調整部 7 1 6, 7 1 7 を追加した構成となっている。遅延調整部 7 1 6, 7 1 7 は 検出用に使い、遅延調整部 7 0 2, 7 0 5 は、各分波データの遅延調整用に用いる。

【 0 1 3 0 】

50

位相補償部 700a において、遅延調整部 716 は、経路遅延差検出部 711 からの遅延調整信号 θ_1 に従い、端子 # 0₃ から入力される信号 (3) を遅延させる。同様に、遅延調整部 717 は、経路遅延差検出部 711 からの遅延調整信号 θ_2 に従い、端子 # 1₀ から入力される信号 (4) を遅延させる。

【0131】

経路遅延差検出部 711 は、経路の遅延差を $\{ \dots, -2Tc, -Tc, 0, +Tc, +2Tc, \dots \}$ で与えるための制御を遅延調整部 716, 717 に対して行い、図 17 に示した位相補償部 700 の経路遅延差検出部 711 と同様の方法によりピーク値の位置 (=) を算出する。位置の算出が終了すると、算出したピーク値の位置 (=) 情報を基に、経路差を打ち消す遅延制御を、遅延調整部 702, 705 に対して行う。

10

【0132】

経路遅延差検出部 711 は、以降も、定期的に遅延調整部 716, 717 を制御してピーク値の位置 (=) を算出し、算出した 情報を基に、経路差を打ち消す遅延制御を、遅延調整部 702, 705 に対して繰り返し行う。これにより、温度変化、経年変化等によって生じるピーク値の位置 (=) 変動に追従した動作を実現出来る。

【0133】

このように、遅延調整部 716, 717 を追加し、ピーク値の位置 (=) を算出するための遅延調整機能と、経路差を打ち消すための遅延調整機能を分けたことで、信号中継を停止させずに、時々刻々と経路遅延差を補正していくことができる。

【0134】

なお、図 22 の構成例では、遅延調整部 702, 705 を位相補償部 700a の内部に設けるようにしたが、各ポートの前段に移動しても良い。例えば、受信部 (図 2 参照) 内の分波部 30-1, 30-2 の前段に移動しても良い。分波部 30-1, 30-2 の前段で遅延調整を行う場合、ポート毎に分波前の 1 つの信号に対して遅延調整すれば良いため、分波後の各信号を遅延調整する場合と比較して、回路規模や演算量が小さくなる利点がある。この場合、位相補償部 700a 部内の遅延調整部 716, 717 を制御して得られるピーク値の位置 (=) は、初期制御時は そのものが、2 回目以降の制御では、からの時間変動分のみ観測されることになる。即ち、時間変動が無ければ、経路遅延差検出部 711 で得られる 2 回目以降のピーク値の位置 (=) は、常に 0 が得られることになる。一方、ピーク値の位置が から + に変化した場合、初期制御時では打ち消されているため、その変化量のみが、経路遅延差検出部 711 で検出されることになる。

20

30

【0135】

よって、遅延調整部 702, 705 を前段に移動させた場合、経路遅延差検出部 711 は、初期制御値 と新たに検出した変動分 を基に、(+) を打ち消す制御を遅延調整部 702, 705 に対して行う。

【0136】

以上、経路遅延差を補正する処理について示したが、経路遅延差がそれほど発生しない条件、経路遅延差が生じて、中継する信号の品質劣化に悪影響を与えない条件であれば、上記経路遅延差の補正は割愛してもよい。

40

【0137】

次に、位相補償処理について説明する。

【0138】

上述したとおり、複素乗算器 708 から出力される信号のベクトル角 は、前記位相信号 $\{ \theta_0, \theta_1 \}$ の位相差となり、経路遅延差 = 0 の場合は、受信ポート # 0 と受信ポート # 1 間の位相差 に相当する。よって、位相補償部 700 は、経路遅延差を補正後、複素乗算器 708 の出力を用いて、このベクトル位相差を補償する。

【0139】

はじめに、リミタ 709 は、複素乗算器 708 から出力される信号ベクトルの長さを一定値に変換する。即ち、リミタ 709 は、複素乗算器 708 から入力される信号ベクトル

50

を、単位円上に振幅制限することで、入力信号に含まれる振幅情報を除去し、位相情報のみ通過させる。

【 0 1 4 0 】

次に複素乗算器 7 1 2、7 1 3、7 1 4 および 7 1 5 は、リミタ 7 0 9 から出力される複素信号の共役値と、分波部 3 0 - 1 で分波され、遅延調整部 7 0 2 で遅延調整された各信号（経路遅延差が補正された後の各信号）を複素乗算する。本乗算処理によって、分波部 3 0 - 1 で分波された信号 { (1) , (2) , (3) } の各信号ベクトル位相は、 - 補正され、分波部 3 0 - 2 で分波された信号 { (4) , (5) , (6) } と、 - 補正された信号 { (1) , (2) , (3) } の位相不連続が解消される。

【 0 1 4 1 】

以降の中継衛星 2 0 0 の処理は、実施の形態 1 と同様であり、信号 { A , C , D } を受信局 4 0 1 へ、信号 B を受信局 4 0 3 へ送信する。

【 0 1 4 2 】

位相補償部 7 0 0 における位相補償処理により、図 1 1 で示した 2 箇所（ R ） , (T) の内、受信時に発生する（ R ）が無くなり、図 2 3 に示すように、送信時の位相不連続点（ T ）の 1 箇所になる。

【 0 1 4 3 】

また、本実施の形態では、中継衛星 2 0 0 が備えている受信部の遅延回路 2 9 - 1 , 2 9 - 2 , 2 9 - 3 , ... , 2 9 - N が除かれているため、図 2 4 に示すように、時間遅延差は、送信時に、送信ポート # 0 から出力される信号（ 1 ） ~ （ 4 ）と、送信ポート # 1 から出力される信号（ 5 ） ~ （ 6 ）の間に与えられる。よって、地上の受信局 4 0 1 は、図 2 5 に示すように、2 波の相関ベクトルを合成すれば良いため、実施の形態 1 のように 3 波を合成する場合と比較して、処理量を削減できる。

【 0 1 4 4 】

なお、本実施の形態では、実施の形態 1 と同様に、中継衛星 2 0 0 内の一式の { A D 変換器、分波部、合波部、D A 変換器 } で処理可能な信号帯域幅の上限を 1 とし、これに対して広帯域信号 A の帯域幅を 1 . 5 とし説明を行った。ここで、例えば広帯域信号 A の帯域幅を 1 . 0 とし、この信号 A が、図 7 に示す信号 { (1) , (2) , (3) , (4) } に分波された場合、実施の形態 1 の中継衛星（図 2 参照）では、実施の形態 1 に記載のとおり、受信時に信号（ 3 ）と信号（ 4 ）の間で位相不連続が生じるが、本実施の形態の中継衛星 2 0 0 では、位相補償部 7 0 0 , 7 0 0 a が行う補償処理により位相不連続は発生しない。また、送信側（図 3 に示した送信部）でも信号（ 5 ）と（ 6 ）が合成されないため、位相不連続は生じない。よって、この場合、特別な信号処理を行わない既存の地上受信局でも、広帯域信号 A を復調することができる。すなわち、送信側で生じる位相不連続点を回避するスイッチング制御を行えば、中継衛星 2 0 0 の受信側、即ちアップリンクの各信号は、ポート # 0 とポート # 1 が処理する総帯域幅 2 . 0 のどこに配置しても良く、アップリンクの周波数利用効率が向上し、既存の送受信局の収容性が高まる効果も得られる。

【 0 1 4 5 】

このように、本実施の形態では、中継衛星 2 0 0 自らが、中継衛星の受信側で生じた位相不連続をデジタル信号処理で補償するので、地上の受信局 4 0 1 における処理の複雑さが軽減され、処理量を削減できる効果や、既存システムの収容性が高まる効果が得られる。なお、本実施の形態では、ポート # 0 とポート # 1 の間の位相補償について説明したが、ポート # 1 とポート # 2、ポート # 2 とポート # 3 等、その他各ポート間の位相不連続も、同様に補償する。よって、位相補償部 7 0 0 , 7 0 0 a は、ポート数が N 個の場合、最大 N - 1 個必要となるが、位相差や経路差を求める機能、即ち遅延調整部 7 0 2 , 7 0 5 (7 1 6 , 7 1 7)、周波数変換部 7 0 3 , 7 0 6、ローパスフィルタ 7 0 4 , 7 0 7、複素乗算器 7 0 8、リミタ 7 0 9、自己相関検出部 7 1 0 および経路遅延差検出部 7 1 1 は、位相差や経路差の時間変動が緩慢な場合、時分割利用することで、小型化を図っても良い。この場合、各ポート間の位相差や経路差を求める回路は、1 つに共有化されるた

10

20

30

40

50

め、位相差や経路差を求めるための回路の規模は $1 / (N - 1)$ 倍に削減される。

【 0 1 4 6 】

実施の形態 5 .

実施の形態 5 では、地上の受信局 4 0 1 の処理を変更することで、更に良好な復調性能を実現することを目的としている。

【 0 1 4 7 】

実施の形態 1 における受信局 4 0 1 の合成部 5 1 3 (図 4 , 図 5 参照) は、3 分岐した相互相関データ系列の各遅延制御処理により、図 1 3 に示す 3 つの相関ベクトルの位置を、3 番目のパスのベクトル位置に全て揃える説明をしたが、正確には、各相関ベクトルは図 2 6 に示すように、実線のピーク値を示す 3 つの信号ベクトルだけでなく、前後にも点線で示す複数の相関ベクトルが得られる。よって、合成部 5 1 3 は、各相関ベクトルのピーク値に相当する 3 点だけでなく、その前後の各相関ベクトルも合わせて合成すれば、更に良好な復調性能を実現することができる。

10

【 0 1 4 8 】

図示は割愛するが、合成する総ベクトル数を K とした場合、ベクトル位置検出部 5 1 2 は、 K 個の各ベクトルを検出し、合成部 5 1 3 は、 $K - 1$ 個の遅延器、 $K - 1$ 個の移相器と、遅延、移相後の K 個の相互相関データをベクトル合成する加算器、ラッチで構成される。

【 0 1 4 9 】

実施の形態 6 .

実施の形態 6 では、デジタルビームフォーミング (D B F : D i g i t a l B e a m F o r m i n g) を組合せた場合の構成例について説明する。

20

【 0 1 5 0 】

本実施の形態は、D B F によるデジタル信号処理でビームを形成する場合に、広帯域信号中継が、宇宙用デバイスの性能限界上、実現できない、という問題を解決するものである。

【 0 1 5 1 】

図 2 7 は、実施の形態 6 の中継衛星において受信側の処理を行う受信部の内部構成例を示す図である。実施の形態 1 で説明した受信部 (図 2 参照) と同一の構成要素には同じ符号を付している。本実施の形態の受信部は、遅延回路 2 9 と分波部 3 0 の間に受信 D B F 処理部 8 0 - 1 , 8 0 - 2 , ... を追加した構成となっている。図 2 7 では、ポート 3 の各構成要素を具体化したことにより符号を追加 (バンドパスフィルタ 2 3 - 4 、ミキサ 2 4 - 4 、ローパスフィルタ 2 7 - 4 、A / D 2 8 - 4 、遅延回路 2 9 - 4) している。

30

【 0 1 5 2 】

図 2 8 は、実施の形態 6 の中継衛星において送信側の処理を行う送信部の内部構成例を示す図である。実施の形態 1 で説明した送信部 (図 3 参照) と同一の構成要素には同じ符号を付している。本実施の形態の送信部は、合波部 3 2 と遅延回路 3 3 の間に送信 D B F 処理部 9 0 - 1 , 9 0 - 2 , ... を追加した構成となっている。図 2 8 では、ポート 3 の各構成要素を具体化したことにより符号を追加 (遅延回路 3 3 - 4 、D / A 3 4 - 4 、ローパスフィルタ 3 5 - 4 、ミキサ 3 6 - 4 、バンドパスフィルタ 3 8 - 4) している。

40

【 0 1 5 3 】

次に、本実施の形態の中継衛星 2 0 0 による受信動作について図 2 7 を用いて説明する。中継衛星 2 0 0 (受信側) は、受信アンテナ 2 1 - 1 および 2 1 - 2 を素子アンテナとして使用し、これら 2 つの素子アンテナで広帯域ビームエリア 1 0 0 に向けたビームを形成することで、広帯域送信局 1 0 1 からの広帯域信号 A を受信する。受信アナログスイッチマトリックス部 2 2 は、受信アンテナ 2 1 - 1 の信号をポート # 0 とポート # 1 に接続し、受信アンテナ 2 1 - 2 の信号をポート # 2 とポート # 3 に接続する。

【 0 1 5 4 】

ポート # 0 から入力された信号に対して処理を行うバンドパスフィルタ 2 3 - 1 、ミキサ 2 4 - 1 、ローパスフィルタ 2 7 - 1 、A / D 2 8 - 1 および遅延回路 2 9 - 1 の動作

50

は実施の形態 1 と同様である。すなわち、受信アンテナ 2 1 - 1 で受信した広帯域信号 A の低域側半分の信号を抽出する。

【 0 1 5 5 】

ポート # 2 から入力された信号に対して処理を行うバンドパスフィルタ 2 3 - 3、ミキサ 2 4 - 3、ローパスフィルタ 2 7 - 3、A / D 2 8 - 3 および遅延回路 2 9 - 3 は、ポート # 0 から入力された信号に対して行う処理と同様の処理を実行し、受信アンテナ 2 1 - 2 で受信した広帯域信号 A の低域側半分の信号を抽出する。遅延回路 2 9 - 3 の遅延量は、遅延回路 2 9 - 1 の遅延量と同じ R 0 に設定する。

【 0 1 5 6 】

また、ポート # 1 から入力された信号に対して処理を行うバンドパスフィルタ 2 3 - 2、ミキサ 2 4 - 2、ローパスフィルタ 2 7 - 2、A / D 2 8 - 2 および遅延回路 2 9 - 2 は、上記のポート # 0 から入力された信号に対して処理を行う各構成要素と同様の処理を行い、受信アンテナ 2 1 - 1 で受信した広帯域信号 A の高域側半分の信号を抽出する。

【 0 1 5 7 】

同様に、ポート # 3 から入力された信号に対して処理を行うバンドパスフィルタ 2 3 - 4、ミキサ 2 4 - 4、ローパスフィルタ 2 7 - 4、A / D 2 8 - 4 および遅延回路 2 9 - 4 は、上記のポート # 2 から入力された信号に対して処理を行う各構成要素と同様の処理を行い、受信アンテナ 2 1 - 2 で受信した広帯域信号 A の高域側半分の信号を抽出する。遅延回路 2 9 - 4 の遅延量は、遅延回路 2 9 - 2 の遅延量と同じ R 1 に設定する。

【 0 1 5 8 】

受信 D B F 処理部 8 0 - 1 は、以下の処理 [1] , [2] , [3] を実行し、広帯域信号 A の低域側成分を生成する。

[1] 遅延回路 2 9 - 1 から入力される信号 A の低域側成分に、受信アンテナ 2 1 - 1 用のウエイト値 W 1 を乗算する。

[2] 遅延回路 2 9 - 3 から入力される信号 A の低域側成分に、受信アンテナ 2 1 - 2 用のウエイト値 W 2 を乗算する。

[3] 処理 [1] , [2] を実行して得られた各乗算結果を加算する。

【 0 1 5 9 】

同様に、受信 D B F 処理部 8 0 - 2 は、以下の処理 [4] , [5] , [6] を実施し、広帯域信号 A の高域側成分を生成する。

[4] 遅延回路 2 9 - 2 から入力される信号 A の高域側成分に、受信アンテナ 2 1 - 1 用のウエイト値 W R 1 を乗算する。

[5] 遅延回路 2 9 - 4 から入力される信号 A の高域側成分に、受信アンテナ 2 1 - 2 用のウエイト値 W R 2 を乗算する。

[6] 処理 [4] , [5] を実行して得られた各乗算結果を加算する。

【 0 1 6 0 】

以降の処理は実施の形態 1 と同様であり、分波部 3 0 - 1 は広帯域信号 A の低域側成分を分波し、分波部 3 0 - 2 は広帯域信号 A の高域側成分を分波する。

【 0 1 6 1 】

次に、本実施の形態の中継衛星 2 0 0 による送信動作について図 2 8 を用いて説明する。中継衛星 2 0 0 (送信側) は、送信アンテナ 4 0 - 1 および 4 0 - 2 を素子アンテナとして使用し、これら 2 つの素子アンテナでビームエリア 4 0 0 に向けたビームを形成し、受信局 4 0 1 へ広帯域信号 A を送信する。この場合、送信アナログスイッチマトリックス部 3 9 は、P o r t # 0 と P o r t # 1 からの信号を送信アンテナ 4 0 - 1 に接続、P o r t # 2 と P o r t # 3 からの信号を送信アンテナ 4 0 - 2 に接続する。

【 0 1 6 2 】

合波部 3 2 - 1 および 3 2 - 2 の処理は実施の形態 1 と同様である。すなわち、合波部 3 2 - 1 は図 1 0 に示す信号 (1) , (2) , (3) , (4) を合波し、図 1 0 に示す信号 (ウ) を出力する。また、合波部 3 2 - 2 は図 1 0 に示す信号 (5) , (6) を合波し、図 1 0 に示す信号 (エ) を出力する。

10

20

30

40

50

【 0 1 6 3 】

送信 D B F 処理部 9 0 - 1 は、以下の処理 [7] , [8] を実施し、2つの低域成分信号 S 1 - 1 および S 1 - 2 を生成する。

[7] 合波部 3 2 - 1 から入力される信号に、アンテナ素子 4 0 - 1 用のウエイト値 W T 1 を乗算し、低域成分信号 S 1 - 1 として出力する。

[8] 合波部 3 2 - 1 から入力される信号に、アンテナ素子 4 0 - 2 用のウエイト値 W T 2 を乗算し、低域成分信号 S 1 - 2 として出力する。

【 0 1 6 4 】

同様に、送信 D B F 処理部 9 0 - 2 は、以下の処理 [9] , [1 0] を実施し、2つの高域成分信号 S 2 - 1 および S 2 - 2 を生成する。

[9] 合波部 3 2 - 2 から入力される信号に、アンテナ素子 4 0 - 1 用のウエイト値 W T 1 を乗算し、高域成分信号 S 2 - 1 として出力する。

[1 0] 合波部 3 2 - 2 から入力される信号に、アンテナ素子 4 0 - 2 用のウエイト値 W T 2 を乗算し、高域成分信号 S 2 - 2 として出力する。

【 0 1 6 5 】

送信 D B F 処理部 9 0 - 1 および 9 0 - 2 の後段の各ブロックのうち、遅延回路 3 3 - 1、D / C 3 4 - 1、ローパスフィルタ 3 5 - 1、ミキサ 3 6 - 1 およびバンドパスフィルタ 3 8 - 1 は、送信 D B F 処理部 9 0 - 1 から出力される低域成分信号 S 1 - 1 に対して実施の形態 1 と同様の処理を実行し、送信アンテナ 4 0 - 1 から送信する信号の低域側の成分を生成する。

【 0 1 6 6 】

また、遅延回路 3 3 - 2、D / C 3 4 - 2、ローパスフィルタ 3 5 - 2、ミキサ 3 6 - 2 およびバンドパスフィルタ 3 8 - 2 は、送信 D B F 処理部 9 0 - 2 から出力される高域成分信号 S 2 - 1 に対して実施の形態 1 と同様の処理を実行し、送信アンテナ 4 0 - 1 から送信する信号の高域側の成分を生成する。

【 0 1 6 7 】

同様に、遅延回路 3 3 - 3、D / C 3 4 - 3、ローパスフィルタ 3 5 - 3、ミキサ 3 6 - 3 およびバンドパスフィルタ 3 8 - 3 は、送信 D B F 処理部 9 0 - 1 から出力される低域成分信号 S 1 - 2 に対して実施の形態 1 と同様の処理を実行し、送信アンテナ 4 0 - 2 から送信する信号の低域側の成分を生成する。

【 0 1 6 8 】

また、遅延回路 3 3 - 4、D / C 3 4 - 4、ローパスフィルタ 3 5 - 4、ミキサ 3 6 - 4 およびバンドパスフィルタ 3 8 - 4 は、送信 D B F 処理部 9 0 - 2 から出力される高域成分信号 S 2 - 2 に対して実施の形態 1 と同様の処理を実行し、送信アンテナ 4 0 - 2 から送信する信号の高域側の成分を生成する。

【 0 1 6 9 】

このような送信処理によって、本実施の形態の中継衛星 2 0 0 は、ビームエリア 4 0 0 へのビームを形成するとともに、実施の形態 1 と同様、遅延差が与えられた広帯域信号 A ' を受信局 4 0 1 に送信する。

【 0 1 7 0 】

受信局 4 0 1 は、実施の形態 1 と同様の処理を実行し、受信した広帯域信号 A ' を復調する。

【 0 1 7 1 】

このように、本実施の形態では、D B F で広帯域信号 A を衛星中継する場合、広帯域信号の低域側を処理する複数ポートと、高域側を処理する複数ポートに分担して中継する構成としたので、D B F を適用する場合でも、サンプリング速度の低い宇宙用デバイスが適用できる。更に、D B F 特有の高速なビームパターン切り替えや、アンテナの高利得化を実現することもできる。

【 0 1 7 2 】

なお、本実施の形態では、受信アンテナを 2 素子、送信アンテナを 2 素子とした構成例

10

20

30

40

50

について説明したが、アンテナ素子数は3以上でもよい。この場合、受信アンテナ、あるいは送信アンテナの素子数をN個とした場合、中継衛星200のポート数は2Nで構成されることになる。

【0173】

また、本実施の形態では、中継衛星200で、受信ビームを1ビーム（広帯域ビームエリア100）、送信ビームを1ビーム（ビームエリア400）として説明したが、受信ビーム数や送信ビーム数は2以上でも良い。この場合、各受信DBF処理部（受信DBF処理部80-1, 80-2）は、N個の入力素子データから、M個の受信ビーム信号を生成する。即ち、受信DBF処理部80-1および80-2は、入力されるN個の素子データに、1ビームの形成に用いるN個のウエイト値を乗算後、全て加算した結果を該当ビームの受信信号として出力する処理を、Mビーム分同時に実行する。同様に、各送信DBF処理部（送信DBF処理部90-1, 90-2）は、M個の送信ビーム信号から、N個の出力素子データを生成する。即ち、送信DBF処理部90-1および90-2は、各送信ビーム信号をN個複製し、複製後の送信ビーム信号それぞれに対して、N個のウエイト値を乗算する処理を、Mビーム分同時に実行する。更に、送信DBF処理部90-1および90-2は、同一送信アンテナ宛の信号を全て加算することで、N個の出力素子データを生成し、出力する。

10

【0174】

また、本実施の形態では、DBF処理と{分波処理, 合波処理}を合わせた場合の動作例としたが、DBF処理だけを実施して信号を中継しても良い。この場合、衛星中継時に各信号の周波数再配置を行う機能は失われ、各ビーム間を衛星が接続するだけの動作となるが、分波部30-1および30-2、合波部32-1および32-2が不要となり、また、デジタルスイッチマトリックス部は単にビーム間を接続する簡単な構成となるため、小さい回路規模で実現できる。

20

【産業上の利用可能性】

【0175】

以上のように、本発明にかかる中継衛星は、衛星通信システムを構築する場合に有用であり、特に、衛星を構成しているデバイス（宇宙用デバイス）の性能限界を超えた広帯域信号についても中継することが可能な衛星通信システムの中継装置に適している。

30

【符号の説明】

【0176】

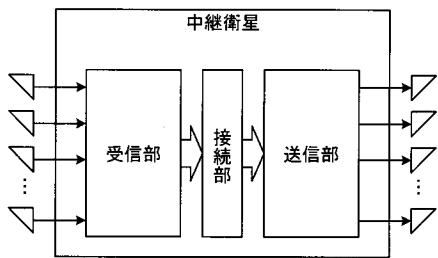
- 21-1, 21-2, 21-N 受信アンテナ
- 22 受信アナログスイッチマトリックス部
- 23-1, 23-2, 23-3, 23-N バンドパスフィルタ(BPF)
- 24-1, 24-2, 24-3, 24-N ミキサ
- 25 受信ローカル生成部
- 26 原振
- 27-1, 27-2, 27-3, 27-N ローパスフィルタ(LPF)
- 28-1, 28-2, 28-3, 28-N AD変換器(A/D)
- 29-1, 29-2, 29-3, 29-N 遅延回路
- 30-1, 30-2, 30-3, 30-N 分波部
- 31, 31a デジタルスイッチマトリックス部
- 32-1, 32-2, 32-3, 32-N 合波部
- 33-1, 33-2, 33-3, 33-N 遅延回路
- 34-1, 34-2, 34-3, 34-N DA変換器(D/A)
- 35-1, 35-2, 35-3, 35-N ローパスフィルタ(LPF)
- 36-1, 36-2, 36-3, 36-N ミキサ
- 37 送信ローカル生成部
- 38-1, 38-2, 38-3, 38-N バンドパスフィルタ(BPF)
- 39 送信アナログスイッチマトリックス部

40

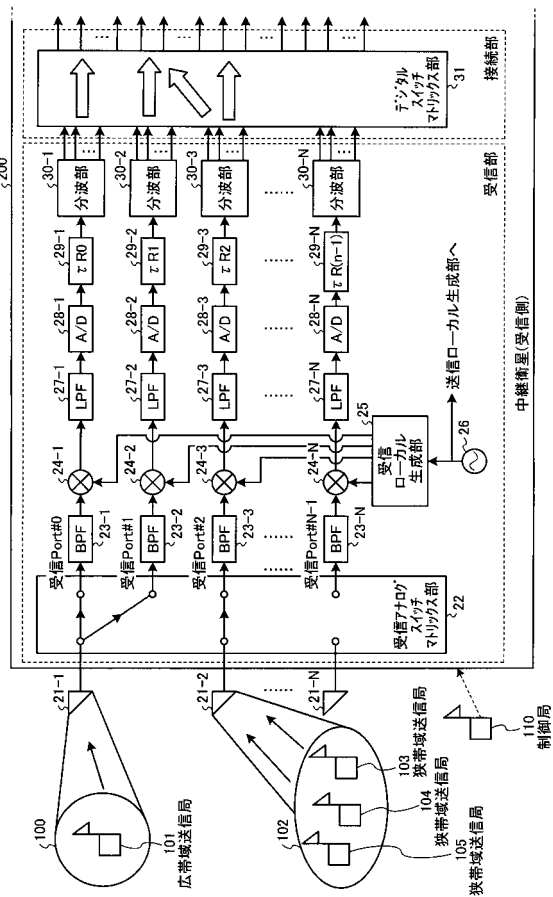
50

40 - 1 , 40 - 2 , 40 - N	送信アンテナ	
80 - 1 , 80 - 2	受信 D B F 処理部	
90 - 1 , 90 - 2	送信 D B F 処理部	
100	広帯域ビームエリア	
101	広帯域送信局	
102	狭帯域ビームエリア	
103 , 104 , 105	狭帯域送信局	
110	制御局	
200	中継衛星	
400 , 402	ビームエリア	10
401 , 403	受信局	
500	アンテナ	
501	アンプ	
502	バンドパスフィルタ (B P F)	
503	ミキサ	
504	受信ローカル生成部	
505	ローパスフィルタ (L P F)	
506	A D 変換器 (A / D)	
507	分波部	
508 , 509	狭帯域信号用復調器	20
510 , 510 a	広帯域信号用復調器	
511 , 521	相互相関部	
512	ベクトル位相検出部	
513	合成部	
514 , 524	検波部	
522	伝送路推定部	
523	等化部	
600 , 601	遅延器	
610 , 611	移相器	
620	加算器	30
700 , 700 a	位相補償部	
701	スイッチ部	
702 , 705 , 716 , 717	遅延調整部	
703 , 706	周波数変換部	
704 , 707	ローパスフィルタ	
708 , 712 , 713 , 714 , 715	複素乗算器	
709	リミタ	
710	自己相関検出部	
711	経路遅延差検出部	

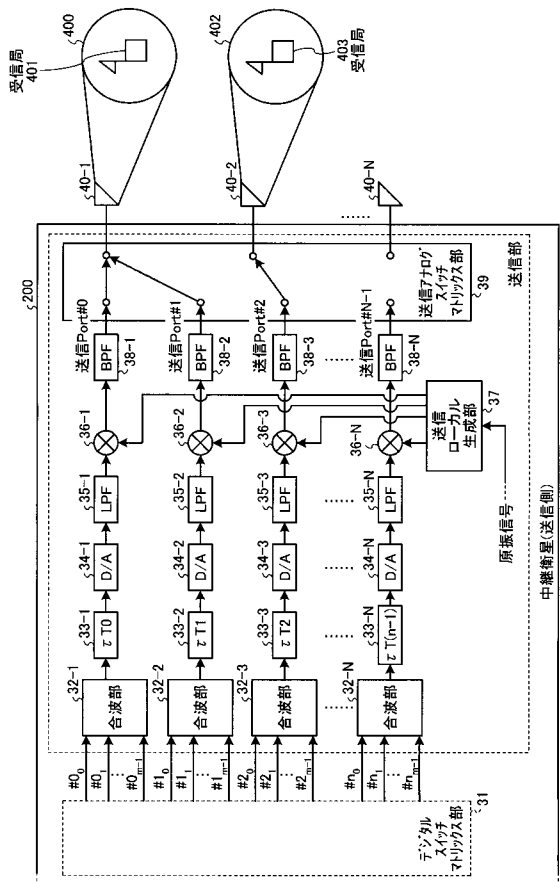
【図1】



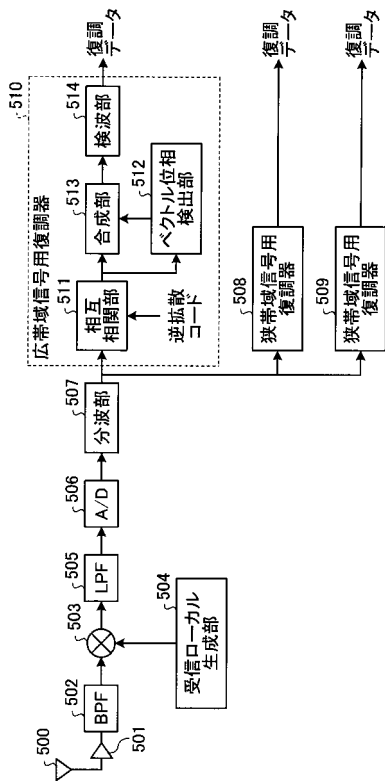
【図2】



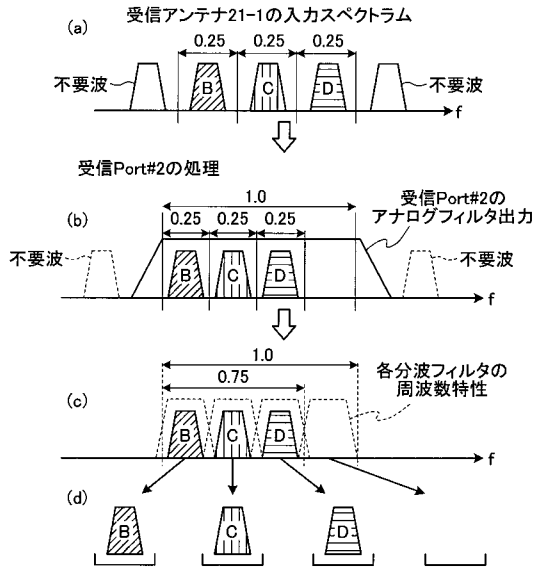
【図3】



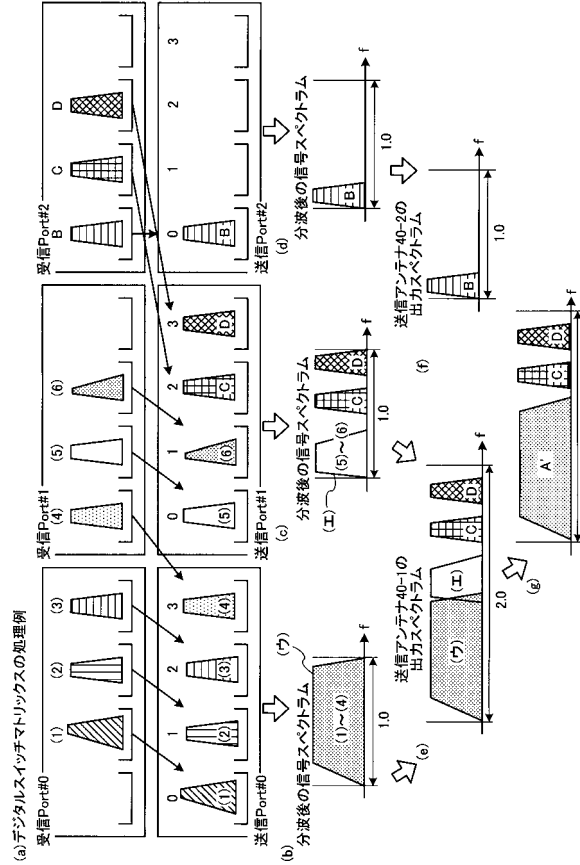
【図4】



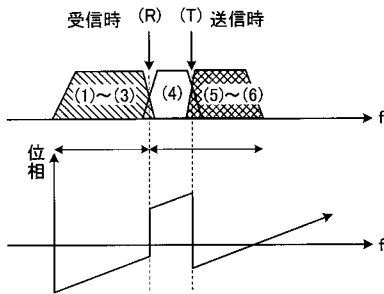
【図 9】



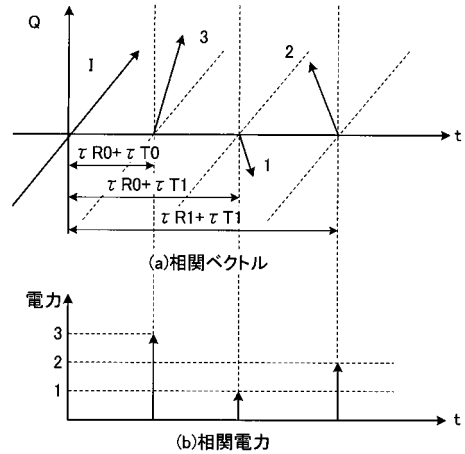
【図 10】



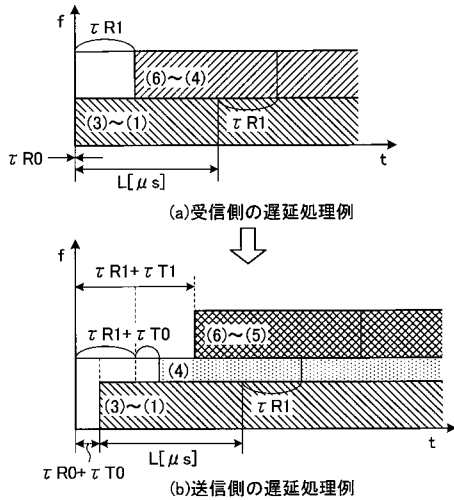
【図 11】



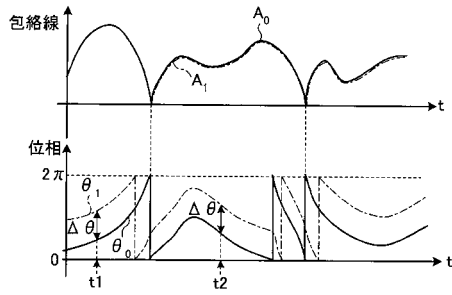
【図 13】



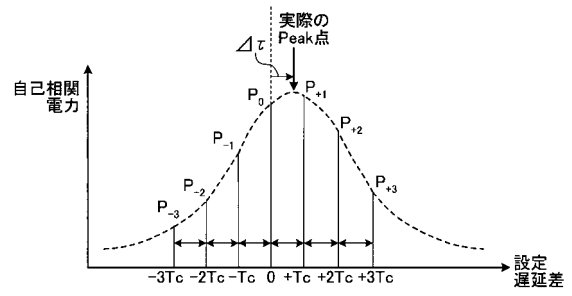
【図 12】



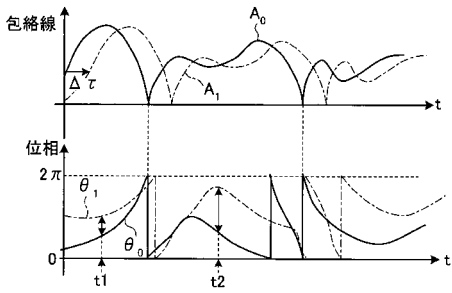
【図19】



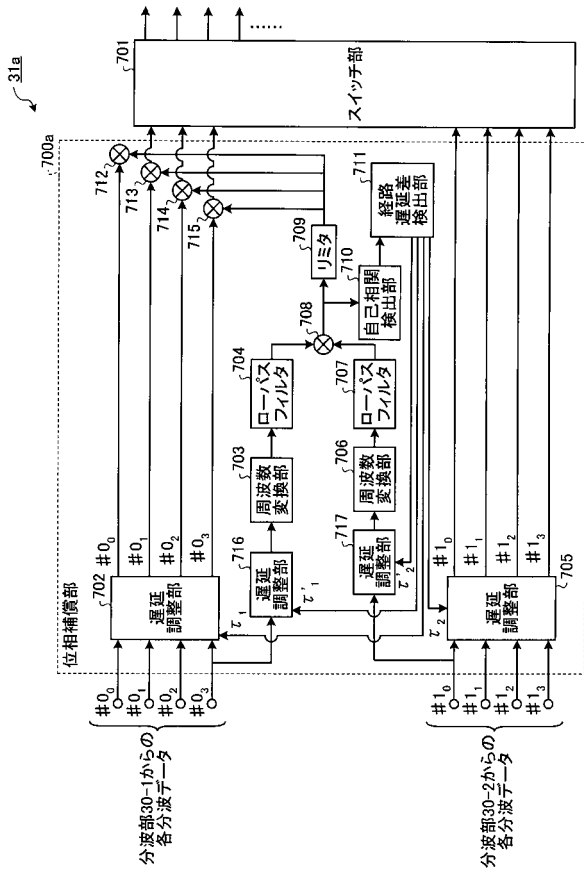
【図21】



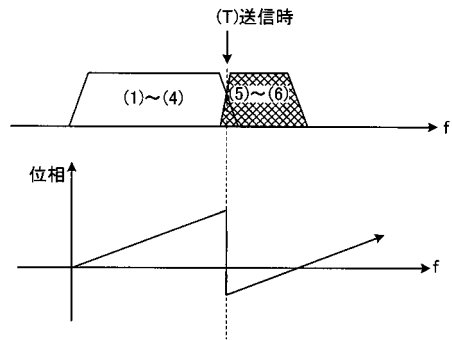
【図20】



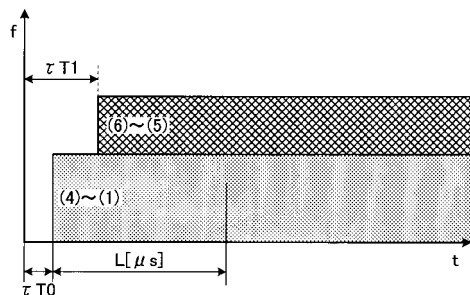
【図22】



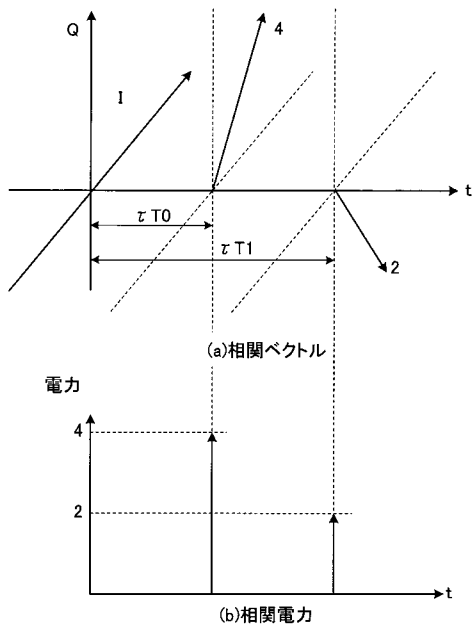
【図23】



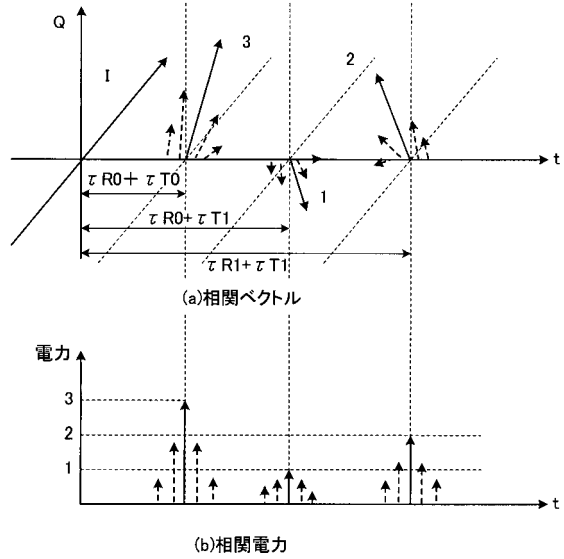
【図24】



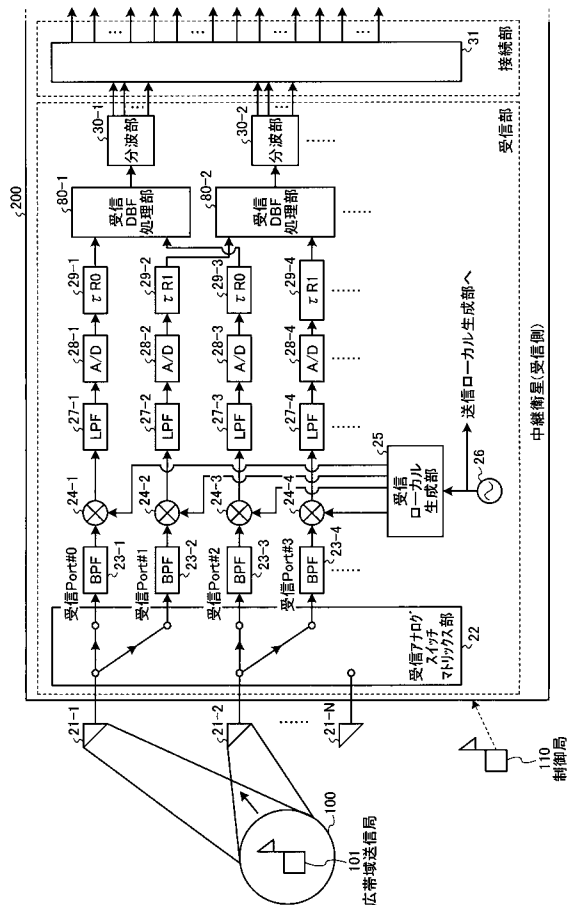
【図25】



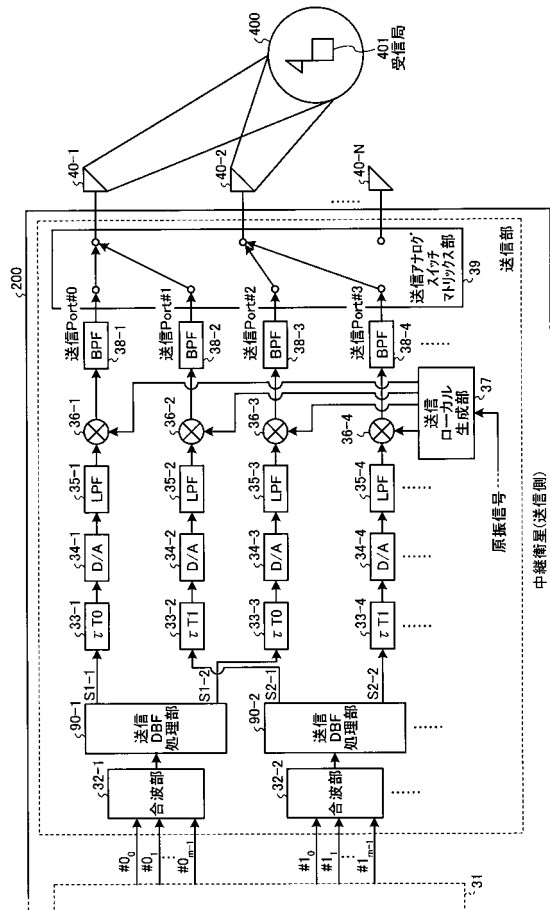
【図26】



【図27】



【図28】



フロントページの続き

審査官 川口 貴裕

(56)参考文献 欧州特許出願公開第00854590(E P, A 2)
特開2011-029720(J P, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., D B名)
H 0 4 B 7 / 1 8 5 - 7 / 1 9 5