

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3833783号

(P3833783)

(45) 発行日 平成18年10月18日(2006.10.18)

(24) 登録日 平成18年7月28日(2006.7.28)

(51) Int. Cl. F I
H O 4 B 7/15 (2006.01) H O 4 B 7/15 Z

請求項の数 12 (全 20 頁)

(21) 出願番号	特願平9-188836	(73) 特許権者	504131770
(22) 出願日	平成9年7月15日(1997.7.15)		エスイーエス アメリコム インコーポレ イテッド
(65) 公開番号	特開平10-135888		アメリカ合衆国 O 8 5 4 O ニュージャ ージー州 プリンストン リサーチ ウェ イ 4
(43) 公開日	平成10年5月22日(1998.5.22)		
審査請求日	平成16年7月9日(2004.7.9)	(74) 代理人	100078282
(31) 優先権主張番号	08/684276		弁理士 山本 秀策
(32) 優先日	平成8年7月17日(1996.7.17)	(74) 代理人	100062409
(33) 優先権主張国	米国 (US)		弁理士 安村 高明
		(74) 代理人	100113413
			弁理士 森下 夏樹
		(72) 発明者	スティーブン・マイケル・フラディック
			アメリカ合衆国、ニューヨーク州、オーバ ニー、オリンパス・コート、13番
			最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 V S A T衛星通信システム

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

衛星を介して通信を行うためのV S A T衛星通信システムにおいて、複数のV S A T局を有し、各々のV S A T局が、
 並列連結関係に接続された複数のコンポーネント符号化器を有していて、情報源から受信したデータ・ビットのブロックに並列連結符号を適用して、コンポーネント符号ワードを発生する並列連結符号化器であって、コンポーネント符号ワードのビットをフォーマッティングして合成符号ワードを供給する符号ワード・フォーマッタを有する並列連結符号化器、
 送信のためにデータ・パケットを組み合わせるパケット・フォーマッタであって、各々のデータ・パケットが少なくとも1つの合成符号ワードからのビットを有しているパケット・フォーマッタ、
 データ・パケットを受け取って、変調された信号を供給する変調器、
 変調された信号を搬送波周波数まで移すアップコンバータ、
 変調された信号を衛星へ送信し且つ衛星からの変調された信号を受信するためにアンテナに各々のV S A T局を接続するインターフェイス、
 受信信号を搬送波周波数から中間周波数へ移すダウンコンバータ、
 受信信号に同期化して該受信信号を復調する復調器、
 復調された信号から受信合成符号ワードを形成するパケットー符号ワード・フォーマッタ、および

10

20

複数のコンポーネント復号器を有していて、受信合成符号ワードを復号する合成復号器、を含んでいることを特徴とするV S A T衛星通信システム。

【請求項2】

前記並列連結符号化器を構成する前記コンポーネント符号化器は、データ・ビットのブロックにコンボリユーション符号を適用する請求項1記載のV S A T衛星通信システム。

【請求項3】

並列連結コンボリユーション符号が再帰的系統的符号を有する請求項2記載のV S A T衛星通信システム。

【請求項4】

並列連結コンボリユーション符号がテイルバイティング非再帰的系統的符号を有する請求項2記載のV S A T衛星通信システム。 10

【請求項5】

前記コンポーネント復号器は円形M A P復号器で構成されている請求項4記載のV S A T衛星通信システム。

【請求項6】

前記変調器はスペクトル拡散変調器で構成され、前記復調器は逆拡散復調器で構成されている請求項1記載のV S A T衛星通信システム。

【請求項7】

並列連結符号が外部符号と直列連結状態に接続された内部並列連結符号を有し、前記復号器が内部並列連結符号と関連する内部復号器および外部直列連結符号と関連する外部復号器を有する請求項1記載のV S A T衛星通信システム。 20

【請求項8】

前記符号化器および前記復号器が、スイッチを介して複数の符号化オプションを選択可能であるプログラマブル符号化器／復号器システムを構成している請求項1記載のV S A T衛星通信システム。

【請求項9】

符号化／復号オプションとして、(1) 並列連結符号化、(2) 内部並列連結符号と直列連結した外部符号、(3) 外部符号化器および内部単一コンポーネント符号化器を有する直列連結符号化、および(4) ただ一つのコンポーネント符号化器が利用されるような単一符号を含んでいる請求項8記載のV S A T衛星通信システム。 30

【請求項10】

更に少なくとも1つの中心局が設けられており、各々のV S A T局の前記変調器が送信すべき各データ・パケットに複数の拡散系列の内の1つを適用するスペクトル拡散変調器で構成され、該拡散系列は複数の集合にグループ分けされ、各集合は少なくとも1つの拡散系列を有し、拡散系列の各集合は符号化オプションの1つと関連しており、前記中心局は、各々の拡散系列に対して少なくとも1つの逆拡散復調器および複数の復号器を含み、前記中心局は衛星から受信した複数の信号を復調および復号し、該信号は時間的に重なり合う期間に送信され、且つその各々の信号は符号化オプションの1つを利用すると共にそれに関連する拡散系列を利用し、前記復号器は前記逆拡散復調器によって識別された拡散系列に基づいて各々の受信信号に対して構成されている請求項8記載のV S A T衛星通信システム。 40

【請求項11】

更に、星形結合を構成するように少なくとも1つの中心局が設けられている請求項1記載のV S A T衛星通信システム。

【請求項12】

前記並列連結符号化器が更に、所定のパンクチャリング・パターンに従ってコンポーネント符号ワードから符号ビットを削除するパンクチャリング機能を有し、また前記合成復号器が、符号ワード内のパンクチャリングされたビットに対してニュートラル値を挿入する逆パンクチャリング機能を有する請求項1記載のV S A T衛星通信システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は一般に衛星通信システムに関するものであり、更に詳しくは入りのリンクおよび出のリンクの一方または両方で並列連結符号化を利用するV S A T衛星通信システムに関するものである。

【0002】

【発明の背景】

衛星を介して低コストの超小型地上局（V S A T；V e r y S m a l l A p e r t u r e T e r m i n a l）使用するマルチメディア通信に対する需要が出現している。現在産業上で一般に実用されているものよりも小さい開口のアンテナを利用する利点には、
10 反射器のコストの低減、運送コストの低減、取付け用装置および労力の低減、並びに余り目立たない外観による顧客への受け入れ易さが挙げられる。しかしながら、小さい開口のパラボラ・アンテナを使用すると、ネットワーク容量の望ましくない減少を招くことがある。その理由は、アンテナ寸法の減少に関連して、（1）アンテナ利得の減少に伴って受信および送信信号パワーが減少すること、および（2）米国連邦通信委員会（F C C）規則により、隣接の衛星軌道スロットにおける干渉パワーフラックス密度を制限するために規定寸法よりも小さいアンテナを利用するV S A Tによって送信されるパワーが制限されているからである。また、V S A Tのコストを低減するために同じか又はより低いパワー出力のV S A Tパワー増幅器が使用されると、パワー制限のためにネットワーク容量が更に減少する。
20

【0003】

残念なことに、これらの問題を解決するために（ある種のV S A T伝送では代表的である）短いデータ・ブロックで所望の大きな符号化利得を得ることは、従来の符号化技術を使用すると必要な帯域幅効率および復号器の複雑さにより、困難である。

従って、アンテナ開口を小さくしたV S A Tを使用するとき、スペクトル効率のよい技術を用いて必要な1ビット当たりのエネルギー（E b）と雑音パワースペクトル密度（N o）との比を低減することによって、ネットワーク容量を増大するようにした衛星通信システムが要望される。

【0004】

【発明の概要】

本発明によれば、V S A T衛星通信ネットワークはその入りのリンクおよび出のリンクの一方または両方で並列連結符号化を利用する。一態様では、パケット伝送、クレジットカード処理および音声圧縮通信で典型的である短いデータ・ブロックの場合、この様な並列連結符号化方式におけるコンポーネント（c o m p o n e n t）符号として非再帰的系統的テイルバイティング（t a i l - b i t t i n g）コンボリューション符号が使用される。ファイル伝送で典型的である長いデータ・ブロックの場合、V S A Tおよびネットワーク中心局は再帰的系統的コンボリューション符号を利用する。
30

【0005】

本発明の好ましい態様では、上記の並列連結符号化技術がスペクトル拡散変調に関連して使用され、その結果、送信信号の全パワースペクトル密度に関するF C C規則を満足し且
40 つ隣接の衛星からの干渉を軽減するシステムが得られる。

本発明の一態様によれば、衛星を介して通信を行うために複数のV S A T局を有するV S A T衛星通信システムが提供される。各々のV S A T局は、（1）並列連結関係に接続された複数のコンポーネント符号化器を有していて、情報源から受信したデータ・ビットのブロックに並列連結符号を適用して、コンポーネント符号ワードを発生する並列連結符号化器であって、コンポーネント符号ワードのビットをフォーマットして合成符号ワードを供給する符号ワード・フォーマッタを有する並列連結符号化器、（2）送信のためにデータ・パケットを組み合わせるパケット・フォーマッタであって、各々のデータ・パケットが少なくとも1つの合成符号ワードからのビットを有しているパケット・フォーマッタ、（3）データ・パケットを受け取って、変調された信号を供給する変調器、（
50

4) 変調された信号を搬送波周波数まで移すアップコンバータ、(5) 変調された信号を衛星へ送信し且つ衛星からの変調された信号を受信するためにアンテナに各々のV S A T局を接続するインターフェイス、(6) 受信信号を搬送波周波数から中間周波数へ移すダウンコンバータ、(7) 受信信号に同期化して該受信信号を復調する復調器、(8) 復調された信号から受信合成符号ワードを形成するパケットー符号ワード・フォーマッタ、および(9) 複数のコンポーネント復号器を有して、受信合成符号ワードを復号する合成復号器を含む。

【0006】

一実施態様では、並列連結符号化器を構成するコンポーネント符号化器は、データ・ビットのブロックにコンボリューション符号を適用する。この並列連結コンボリューション符号は再帰的系統的符号で構成される。或いは、並列連結コンボリューション符号はテイルバイティング非再帰的系統的符号で構成される。コンポーネント復号器は円形MAP復号器で構成される。

10

【0007】

本発明の一実施態様では、変調器はスペクトル拡散変調器で構成され、復調器は逆拡散復調器で構成される。並列連結符号が外部符号と直列連結状態に接続された内部並列連結符号を有し、復号器が内部並列連結符号と関連する内部復号器および外部直列連結符号と関連する外部復号器を有する。符号化器および復号器は、スイッチを介して複数の符号化オプションを選択可能であるプログラマブル符号化器／復号器システムを構成する。符号化／復号オプションとして、(1) 並列連結符号化、(2) 内部並列連結符号と直列連結した外部符号、(3) 外部符号化器および内部単一コンポーネント符号化器を有する直列連結符号化、および(4) ただ一つのコンポーネント符号化器が利用されるような単一符号が含まれる。

20

【0008】

更に別の実施態様では、少なくとも1つの中心局が設けられ、各々のV S A T局の変調器が送信すべき各データ・パケットに複数の拡散系列の内の1つを適用するスペクトル拡散変調器で構成される。該拡散系列は複数の集合にグループ分けされ、各集合は少なくとも1つの拡散系列を有し、拡散系列の各集合は符号化オプションの1つと関連している、中心局は、各々の拡散系列に対して少なくとも1つの逆拡散復調器および複数の復号器を含む。中心局は衛星から受信した複数の信号を復調および復号し、該信号は時間的に重なり合う期間に送信され、且つその各々の信号は符号化オプションの1つを利用すると共にそれに関連する拡散系列を利用する。復号器は逆拡散復調器によって識別された拡散系列に基づいて各々の受信信号に対して構成される。中心局は、V S A T局と星形結合を構成するように設けられる。別の実施態様では、並列連結符号化器が更に、所定のパンクチャリング・パターンに従ってコンポーネント符号ワードから符号ビットを削除するパンクチャリング機能を有し、また合成復号器が、符号ワード内のパンクチャリングされたビットに対してニュートラル値を挿入する逆パンクチャリング(d e p u n c t u r i n g)機能を有する。

30

【0009】

本発明の特徴および利点は添付の図面を参照した以下の説明から明らかになる。

40

【0010】

【発明の詳しい説明】

本発明は、例えば並列連結テイルバイティング・コンボリューション符号および並列連結再帰的系統的コンボリューション符号(いわゆる「ターボ・コード」)を含む並列連結符号化技術、並びにそれらの復号を利用するV S A T衛星通信システムである。具体的には、並列連結テイルバイティング・コンボリューション符号の場合、復号器は1996年4月19日出願の米国特許第08/636,742号明細書に記載されているような円形MAP復号を行う復号器が利用される。

【0011】

並列連結符号化は、V S A T衛星通信ネットワークの入りのリンク(V S A Tから中心局

50

へ)の伝送または出のリンク(中心局からV S A Tへ)の伝送で使用される。更に、並列連結符号化は、直接的なピア・ツウ・ピア(V S A T相互間)伝送の場合の誤り訂正/検出符号化を構成するために利用することが出来る。一実施態様では、パケット伝送、クレジットカード処理および音声圧縮通信で典型的である短いデータ・ブロックの場合、このような並列連結符号化方式におけるコンポーネント符号として非再帰的系統的テイルバイティング・コンボリューション符号が使用される。ファイル伝送で典型的である長いデータ・ブロックの場合、V S A Tおよびネットワーク中心局は再帰的系統的コンボリューション符号を有する並列連結符号化を利用する。

【0012】

本発明によれば、スペクトル拡散変調に関連してこれらの並列連結符号化技術を使用して、送信信号の所要の有効放射パワーおよびパワースペクトル密度を低減することにより、上述のF C C規則を遵守するための非常に有効な解決策が得られる。その上、この組合せにより、隣接の衛星からの干渉が軽減される。

図1は、本発明に従って並列連結符号化を利用するV S A T衛星通信システムのブロック図である。このシステムは基本的には多数のV S A T局、および通信用トランスポンダを有する衛星12で構成され、それに中心局14が含まれることがある。V S A Tネットワーク内の通信は一方向または二方向のいずれかでもよく、また(1)V S A T相互間で直接に(すなわち、環状結合構成で)および(2)V S A Tから中心局へおよび/または中心局からV S A Tへ(すなわち、星形結合構成で)、種々の経路で行うことができる。

【0013】

図1に示すように、V S A T局10は、送信器信号処理装置20、受信器信号処理装置22およびアンテナ24を有する。本発明によれば、V S A Tの送信器信号処理装置20は、情報源26からデータを受ける入力ポート25、情報源から受信したデータ・ビットのブロックに並列連結符号を適用する符号化器28、データ・パケット(符号化器28からの1つ以上の符号ワードを有する)と同期化ビット・パターンと制御信号ビットとを作成するパケット・フォーマッタ(f o r m a t t e r)30、変調器32、変調された信号を搬送波周波数まで移すアップコンバータ34、パワー増幅器(P A)36、および適当なインターフェイス(例えば、スイッチまたはフィルタ送受切換器)を介したアンテナ24への接続部を含んでいる。V S A Tの受信器信号処理装置22は、低雑音増幅器(L N A)40、受信信号を搬送波周波数から中間周波数へ移すダウンコンバータ42、同期化および復調を行う復調器44、パケットー符号ワード・フォーマッタ46、送信器で利用された並列連結符号に適した復号器48、および受信したメッセージ(すなわち、データ・ビットのブロック)を情報終端装置50へ伝達する出力ポート49を含んでいる。図1で、図面の簡単化のために、詳しいブロック図は1つのV S A Tについてだけ示してある。

【0014】

復調器によって行われる同期化機能は、搬送波周波数同期化、フレーム同期化、シンボル同期化、および必要な場合は搬送波位相同期化を含む。シンボル同期化は、シンボル決定エラーの確率を最小にするために復調器出力に対して最良のサンプリング時間(すなわち、シンボル・エポック)を推定するプロセスである。フレーム同期化は、受信したデータ・フレーム(連続送信の場合)またはパケット(不連続な送信の場合)内の第1のシンボルに対するシンボル・エポックを推定するプロセスである。

【0015】

スペクトル拡散信号がV S A Tによって送信される場合、図1のV S A Tの変調器は拡散機能を含み、且つV S A Tの復調器は逆拡散(d e s p r e a d i n g)減縮機能を含む。スペクトル拡散技術は、データ信号とは独立で疑似ランダムであるチップ(c h i p: 直接拡散変調方式の場合)およびホップ(h o p: 周波数ホッピング拡散変調方式の場合)を有する拡散信号を加えることによって、変調されるデータ信号の帯域幅に比べて信号帯域幅を増大する。直接拡散変調方式の場合、+1または-1の値を持つチップの疑似ランダム系列に対応する信号がデータ信号に乗算される。チップ・パルスの持続期間は変調

10

20

30

40

50

されるデータ信号のシンボル期間よりも短く、従って、その結果得られる信号の帯域幅は元の変調される信号の帯域幅よりも大きくなる。周波数ホッピング変調方式の場合、変調される信号の搬送波周波数が疑似ランダム・パターンに従って周期的に変更される。この場合も、拡散信号の帯域幅は元の変調される信号の帯域幅よりも大きくなる。

【0016】

復調器における逆拡散は、受信した信号から拡散を取り除くプロセスである。代表的には、復調器は、直接拡散変調の場合は受信信号を拡散信号のレプリカとの相関をとって、スペクトル拡散信号の逆拡散を行い、また周波数ホッピング拡散変調の場合は、送信局で用いられたのと同じパターンを使用して受信器のダウンコンバータ内の発振器の周波数をホッピングして、周波数ホッピングされたスペクトル拡散信号を逆拡散する。典型的には、逆拡散の後で受信信号にフィルタが適用されて、受信信号中の広帯域雑音および干渉成分を減衰させる。

10

【0017】

図2は中心局のブロック図を示す。本発明によれば、中心局は、1つ以上の情報源52からデータを受ける入力ポート51、受信したメッセージ（すなわち、データ・ビットのブロック）を1つ以上の情報終端装置54へ伝達する出力ポート53、一群の送信器チャンネル処理装置56、一群の受信器チャンネル処理装置58、各々の有効な情報源を送信器チャンネル処理装置に接続し且つ各々の有効な受信器チャンネル処理装置を適切な終端装置または送信器チャンネル処理装置へ接続するための論理スイッチ60、メモリ62、スイッチを通るデータの流れを制御する制御器60、各々の送信器チャンネル処理装置により発生された信号を1つの信号に組み合わせる組合せ器66、この組合せ信号を搬送波周波数へ移すアップコンバータ68、適当なインターフェイス（例えば、スイッチまたはフィルタ送受切換器）を介してアンテナ72に接続されたパワー増幅器70、上記のインターフェイスを介してアンテナに接続された低雑音増幅器（LNA）74、受信信号を搬送波周波数から中間周波数（IF）へ移すダウンコンバータ76、およびIF受信信号またはフィルタに通した後のIF受信信号を一群の受信器チャンネル処理装置に供給する分割器78を含んでいる。

20

【0018】

図2に示す送信器チャンネル処理装置は、情報源から受信したデータ・ビットのブロックに並列連結符号を適用する符号化器80、データ・パケット（符号化器80からの1つ以上の符号ワードを有する）と同期化ビット・パターンと制御信号ビットとを作成するパケット・フォーマッタ82、および変調器84を有する。VSATと同様に、中心局の変調器は、中心局からスペクトル拡散信号を送信する場合は拡散機能を含んでいる。図2の受信器チャンネル処理装置は、復調器86、復調器の出力からのサンプルを選択して、並列連結符号用の復号器へ入力される受信符号ワードを形成するパケット→符号ワード変換器88、および送信器で利用された並列連結符号に適した復号器90を有する。中心局の復調器は、同期化、復調、および中心局がスペクトル拡散信号を受信する場合は逆拡散などの幾つかの機能を含む。

30

【0019】

中心局のメモリは、メッセージがスイッチ60に到達したときに全ての送信器チャンネル処理装置または出力ポートが使用中で塞がっている場合に、情報源または受信器チャンネル処理装置から受け取ったデータを一時的に記憶する。メモリはまた、必要なネットワーク構成パラメータおよび演算データを記憶する。

40

本発明の代わりの実施態様では、（内部）並列連結符号（PCC）と直列連結して外部符号が使用され、関連する外部復号器が内部PCC用の復号器と直列連結状態に接続される。

【0020】

その上、（1）上述したような並列連結符号化、（2）上述したような内部並列連結符号（PCC）と直列連結した外部符号、（3）外部符号化器とPCC符号化器の唯一つのコンポーネント符号化器とを有する直列連結符号化、（4）従来のコンボリューション符号

50

またはブロック符号のみ（すなわち、直列または並列連結なし）のような、幾つかのオプションを実現するために、V S A Tおよび中心局で融通性のあるプログラマブル符号化／復号器システムを利用することが出来る。

【0021】

図3は、これらの4つの符号化のオプションを実現する融通性のあるプログラマブル符号化器を例示する。図示のように、融通性のあるプログラマブル符号化器は、並列連結符号用の符号化器100、外部符号用の符号化器102、および5個のスイッチS1－S5を有する。並列連結符号用の符号化器100は、N個の符号化器、N－1個のインターリーブ装置および符号ワード・フォーマッタ106を有する。下記の表1は符号化器の種々の動作モードに対するスイッチ位置を示している。

【0022】

【表1】

モード	スイッチ位置				
	S 1	S 2	S 3	S 4	S 5
(1) P C C C	0	0	閉	0	0
(2) 内部P C Cとの直列連結	1	1	閉	0	0
(3) 標準の直列連結	1	1	開	1	1
(4) 単一の符号	0	0	開	1	1

【0023】

図4は、上記の4つの符号化器モードに対する復号器を実現する融通性のあるプログラマブル復号器のブロック図である。このプログラマブル復号器は、並列連結符号用の復号器110、外部符号用の復号器114、および6個のスイッチS1－S6を有する。復号器110の出力を、復号ビットの値がゼロに等しい確率であると仮定すると、典型的な決定規則は次のようになる。すなわち、出力が1／2より大きい場合は復号ビットがゼロであると決定し、1／2より小さい場合は1の値を割り当て、1／2に等しい場合は値を任意に割り当てる。

【0024】

並列連結符号用の復号器110は、合成符号ワード－コンポーネント符号ワード変換器、N個のコンポーネント復号器、N－1個のインターリーブ装置および2個の同一の逆インターリーブ（deinterleave）装置118を有する。各々の逆インターリーブ装置は、直列に接続されたN－1個のインターリーブ装置によって並べ換えられた一連のデータ要素を元の順序に戻す並べ直し機能を有する。下記の表2は、復号器の種々の動作モードに対するスイッチ位置を示している。（この表において、Xは「ドント・ケア」状

10

20

30

40

50

態、すなわちスイッチがどの位置にあってもかまわない状態を表す。)

【0025】

【表2】

モード	スイッチ位置					
	S 1	S 2	S 3	S 4	S 5	S 6
(1) PCCC	0	0	閉	0	0	X
(2) 内部PCC との直列連結	0	0	閉	0	0	0 (ハード決定 復号の場合) 1 (ソフト決定 復号の場合)
(3) 標準の直列連結	1	1	開	1	1	0 (ハード決定 復号の場合) 1 (ソフト決定 復号の場合)
(4) 単一の符号	1	1	開	1	1	X

【0026】

V S A Tは、通信用途および所要の送信速度に応じて、異なる符号（例えば、PCCC、テイルバイティングPCCC、再帰的系統的コンボリューション符号、非再帰的系統的コンボリューション符号、ブロック符号）を異なる組合せ（例えば、モード1、2、3および4）で利用する。

上記のモードのいずれかでコンボリューション符号が利用されるとき、図3のプログラマブル符号化器は、既知のパターンによるパンクチャリング（puncturing）を行って、得られる符号の速度を増大することができ、また図4のプログラマブル復号器は関連する逆パンクチャリング（depuncturing）機能を含むことができる。パンクチャリングされたコンボリューション符号が並列連結符号化におけるコンポーネント符号として使用されるとき、図3の符号ワード・フォーマッタは所望のパンクチャリング・パターンに従ってコンポーネント符号から符号ビットを削除する。この場合、PCC復号器の合成符号ワード・コンポーネント符号ワード変換器は、コンポーネント符号ワード内のパンクチャリングされたビットに対してニュートラル値を挿入して、それをコンポーネント復号器に出力する。ここで、モード3またはモード4において、符号化器のスイッチS4およびS5並びに復号器のS1およびS2の全てが位置0にセットされていることに注意されたい。従って、図3および図4には、パンクチャリングされたコンボリューション符号がモード3またはモード4において使用されるとき、これらのパンクチャ

リング機能および逆パンクチャリング機能をそれぞれ実現するパンクチャリング装置 1 4 0 および逆パンクチャリング装置 1 4 2 がそれぞれ示されている。

【0027】

本発明の好ましい実施態様では、パンクチャリングされたコンボリユーション符号が内部並列連結符号におけるコンポーネント符号として使用され、またブロック符号（例えば、リード・ソロモン符号または BCH 符号）が直列連結における外部符号として使用される。

V S A T がスペクトル拡散信号を送信する好ましい実施態様では、A L O H A の様なランダム・チャンネル・アクセス・プロトコルが符号分割多重アクセスと関連して使用される。中心局の受信器は各々の拡散符号に対して多数の復調器を利用して、時間的に重なり合う信号を受信し、同じ拡散系列の時間遅延したものを利用する。所与の拡散系列に対する各々の復調器は、その拡散系列の異なる時間シフトを使用して信号を復調する。

10

【0028】

また好ましい実施態様では、1 つ以上の拡散系列が、より大きなスループットを持つより高品質のチャンネルを提供するために割り当てられた基準の下に特定の期間にわたって V S A T によって使用するためにリザーブされる。V S A T からのリザーブ要求および割り当てが、中心局に接続されているネットワーク制御器によって処理される。

【0029】

スペクトル拡散信号を利用し且つ上述のプログラマブル符号化器および復号器を利用する好ましい実施態様では、システムは所与の拡散系列を特定の誤り訂正符号と関連付けて、異なる信号が異なる誤り訂正符号を同時に利用できるようにする。各々の検出された信号の拡散系列は対応する復調器によって識別されるので、受信器は各々の検出された信号に対してプログラマブル復号器を適切に構成することが出来る。このモードのネットワーク動作は、付加的な制御信号を必要とすることなく異なる誤り訂正符号化要件を幾つかの用途を同時に支持するために有用である。

20

【0030】

図 4 のコンポーネント復号器として有効な円形 M A P 復号器が米国特許出願第 0 8 / 6 3 6 , 7 4 2 号明細書に記載されている。この円形 M A P 復号器は、符号化データ・ブロックの推定値および信頼性情報の両方をデータ終端装置へ送出し、例えば、送信エラー隠蔽に使用するために音声合成信号処理装置へ送出し、または繰り返し要求決定に使用するためのブロック・エラー確率の測度としてパケット・データに対するプロトコル処理装置へ送出する。1 9 9 6 年 4 月 1 9 日出願の米国特許第 0 8 / 6 3 6 , 7 3 2 号明細書に記載されているように、円形 M A P 復号器は、特にテイルバイティング・コンボリユーション符号が並列連結符号化方式におけるコンポーネント符号として使用されているとき、テイルバイティング・コンボリユーション符号を復号するのに有用である。

30

【0031】

米国特許出願第 0 8 / 6 3 6 , 7 4 2 号明細書の記載に従ってテイルバイティングを採用する誤り訂正用トレリス (t r e l l i s) 符号に対する円形 M A P 復号器は、ソフト決定出力を生じる。円形 M A P 復号器はトレリスの第 1 段における状態の確率の推定値を与え、該確率は従来の M A P 復号器における開始状態の先験的知識に置き換わる。円形 M A P 復号器は 2 方向のいずれかにおいて初期状態確率分布を提供する。第 1 のものは、固有价值問題に対する解を含み、その結果の固有ベクトルは所望の初期状態確率分布である。開始状態の知識により、円形 M A P 復号器は従来の M A P 復号アルゴリズムに従って残りの復号を行う。第 2 はリカージョン (r e c u r s i o n) に基づくものであり、反復により開始状態分布に収斂する。十分な反復の後、状態の円形系列上の一状態が高確率で知られ、円形 M A P 復号器は従来の M A P 復号アルゴリズムに従って残りの復号を行い、これは、I E E E T r a n s a c t i o n s o n I n f o r m a t i o n T h e o r y , 1 9 7 4 年 3 月 , 2 8 4 - 2 8 7 頁に所載のバール、コック、ジェリネックおよびラビブによる論文「Optimal Decoding of Linear Codes for Minimizing Symbolic Error Rate」に記載さ

40

50

れている。

【0032】

従来のMAP復号アルゴリズムの目的は、条件付き確率を見付けることである。

$P \{ \text{時刻 } t \text{ における状態 } m / \text{受信チャンネル出力 } y_1, \dots, y_L \}$

ここで、 L は符号化器シンボルの数の単位でデータ・ブロックの長さを表す。 (n, k) 符号に対する符号化器は k −ビット入力シンボルについて演算して、 n −ビット出力シンボルを発生する)。また、 y_t は時刻 t におけるチャンネル出力(シンボル)である。

【0033】

MAP復号アルゴリズムは実際に最初に次の確率

$$\lambda_t(m) = P \{ S_t = m ; Y_1^L \} \quad (1)$$

10

すなわち、時刻 t における符号化器の状態 S_t が m であり且つチャンネル出力の集合 $Y_1^L = \{y_1, \dots, y_L\}$ が受信される結合確率を見出す。これらは所望の確率に定数($P \{Y_1^L\}$: チャンネル出力の集合 $\{y_1, \dots, y_L\}$ を受信する確率)を乗算したものである。

【0034】

ここで、行列 Γ_t の要素を次のように定義する。

$$\Gamma_t(i, j) = P \{ \text{時刻 } t \text{ における状態 } j ; y_t / \text{時刻 } t-1 \text{ における状態 } i \}$$

行列 Γ_t は、符号化器の前の状態を m' とし且つ符号化器の現在の状態を m として、チャンネル遷移確率 $R(Y_t, X)$ と、符号化器が時刻 t に状態 m' から状態 m に遷移する確率 $p_t(m/m')$ と、符号化器の出力シンボルが X である確率 $q_t(X/m', m)$ との関数として計算される。特に、行列 Γ_t の各要素は次のように全ての起こり得る符号化器出力 X にわたって加算することによって計算される。

20

【0035】

【数1】

$$\gamma_t(m', m) = \sum_X p_t(m/m') q_t(X/m', m) R(Y_t, X) \quad (2)$$

【0036】

MAP復号器は、各トレリス段に対して1つずつ、これらの行列の L を計算する。それらは受信したチャンネル出力シンボルおよび所与の符号に対するトレリス・ブランチの性質から形成される。

30

次に、 M を符号化器の状態の数として、 $j = 0, 1, \dots, M-1$ について、行ベクトル α_t の M 結合確率要素を次のように定義し、

$$\alpha_t(j) = P \{ \text{時刻 } t \text{ における状態 } j ; \text{出力 } y_1, \dots, y_t \} \quad (3)$$

また、列ベクトル β_t の M 条件付き確率要素を次のように定義する。

【0037】

$$\beta_t(j) = P \{ y_{t+1}, \dots, y_L / \text{時刻 } t \text{ における状態 } j \} \quad (4)$$

ここで、以下の記載で、行列およびベクトルが太字で示されていることに注意されたい。

MAP復号アルゴリズムのステップは次の通りである。

40

【0038】

【外1】

(イ) 下記のフォワード・リカージョンにより $\alpha_1, \dots, \alpha_L$ を計算する。

$$\alpha_t = \alpha_{t-1} \Gamma_t, \quad t = 1, \dots, L \quad (5)$$

(ロ) 下記のバックワード・リカージョンにより $\beta_1, \dots, \beta_{L-1}$ を計算する。

$$\beta_t = \Gamma_{t+1} \beta_{t+1}, \quad t = L-1, \dots, 1 \quad (6)$$

(ハ) 下記により λ_t の要素を計算する。

10

【0039】

$$\lambda_t(i) = \alpha_t(i) \beta_t(i), \quad \text{全ての } i, \quad t = 1, \dots, L \quad (7)$$

(ニ) 必要とされる関連する量を見出す。例えば、 A_t^j を、 S_t の j 番目の要素 S_t^j がゼロに等しい様な状態 $S_t = \{S_t^1, S_t^2, \dots, S_t^{k_m}\}$ の集合であるとする。通常の非再帰的トレリス符号の場合、 $S_t^j = d_t^j$ (時刻 t における j 番目のデータ・ビット)。従って、復号器のソフト決定出力は

【0040】

【数2】

$$P\{d_t^j = 0 / Y_1^L\} = \frac{1}{P\{Y_1^L\}} \sum_{S_t \in A_t^j} \lambda_t(m)$$

20

$$\text{ここで、} P\{Y_1^L\} = \sum_m \lambda_L(m)$$

【0041】

m は状態 S_t に対応する指標である。

復号器のハード決定または復号ビット出力は $P\{d_t^j = 0 / Y_1^L\}$ を次の決定規則に当てはめることによって求められる。

30

【0042】

【数3】

$$P\{d_t^j = 0 / Y_1^L\} \begin{cases} \bigwedge_{d_t^j=0} \\ > \\ < \\ \bigwedge_{d_t^j=1} \end{cases} \frac{1}{2} ;$$

40

【0043】

【外2】

すなわち、 $P \{d_i^j = 0 / Y_i^L\} > (1/2)$ であれば $\hat{d}_i^j = 0$ 、 $P \{d_i^j = 0 / Y_i^L\} < (1/2)$ であれば $\hat{d}_i^j = 1$ 、それ以外の場合は d_i^j に値 0 または 1

【0044】

を任意に割り当てる。

【0045】

【外3】

10

上記のステップ(二)の関連する量の別の例として、確率 σ_t の行列が次のよ

【0046】

うに定義された要素を有する。

【0047】

【数4】

$$\begin{aligned} \sigma_t(i, j) &= P \{S_{t-1} = i ; S_t = j ; Y_i^L\} \\ &= \alpha_{t-1}(i) \gamma_t(i, j) \beta_t(j) \end{aligned}$$

20

【0048】

これらの確率は、符号化器出力ビットの事後確率を決定することが望ましいときに有用である。これらの確率はまた、再帰的コンボリューション符号の復号に有用である。

MAP復号アルゴリズムの標準的な用途では、フォワード・リカーションはベ

【0049】

【外4】

30

クトル $\alpha_0 = (1, 0, \dots, 0)$ によって初期化され、またバックワード・リカーションはベクトル $\beta_L = (1, 0, \dots, 0)^T$ によって初期化される。これら

【0050】

の初期条件は、符号化器の初期状態 $S_0 = 0$ およびその終期状態 $S_L = 0$ とした仮定に基づいている。

一実施態様の円形MAP復号器は、次のように固有値問題を解くことによって初期状態確率分布を決定する。

40

【0051】

【外5】

α_t 、 β_t 、 Γ_t および λ_t を前と同様であるとし、初期の α_0 および β_L を次のようにする。すなわち β_L を列ベクトル $(1 \ 1 \ 1 \ \dots \ 1)^T$ に設定し、 α_0 を

【0052】

未知の(ベクトル)変数とする。そこで

【0053】

【外6】

50

(イ) 式 (2) に従って $t = 1, 2, \dots, L$ について Γ_t を計算する。

(ロ) 行列積 $\Gamma_1 \Gamma_2 \dots \Gamma_L$ の最も大きい固有値を見付ける。対応する固有ベ

【0054】

クトルを正規化して、そのコンポーネントの和が1になるようにする。このベク

【0055】

【外7】

トルは α_0 についての解である。固有値は $P\{Y_1^L\}$ である。

10

【0056】

(ハ) 式 (5) に記述されているフォワード・リカージョンによってその後に続

【0057】

【外8】

く α_t を形成する。

(ニ) 上記のように正規化された β_0 から開始して、式 (6) に記述されている
バックワード・リカージョンによって β_t を形成する。

20

(ホ) 式 (7) に示されるように λ_t を形成すると共に、他の消耗の変数、例え
ば、上述したソフト決定出力 $P\{d_t^L = 0 / Y_1^L\}$ または確率 σ_t の行列を形成

【0058】

する。

【0059】

【外9】

未知の変数 α_0 は行列方程式 $\alpha_0 = \alpha_0 \Gamma_1 \Gamma_2 \dots \Gamma_L / P\{Y_1^L\}$ を満足す
る。この公式が確率間の関係を表していることに基づいて、右側の Γ_t 行列の

30

【0060】

積は $P\{Y_1^L\}$ に等しい最も大きい固有値を持ち、対応する固有ベクトルは確率ベクトル
でなければならない。

【0061】

【外10】

初期 $\beta_L = (1 \ 1 \ 1 \dots 1)^T$ を用いて、式 (6) から β_{L-1} が得られる。従

40

【0062】

って、このバックワード・リカージョンを繰り返し適用することにより全ての

【0063】

【外11】

β_t が得られる。一旦、 α_0 が求められ且つ β_L が設定されると、円形MAP復

【0064】

号器における全ての計算は通常のMAP復号アルゴリズムに従って行われる。

50

代わりの実施態様の円形MAP復号器がリカージョン法によって状態確率分布を決定する。特に、一実施態様（動的収斂法）では、復号器の収斂が検出されるまでリカージョンが継続する。このリカージョン法（すなわち動的収斂法）では、上述した固有ベクトル法のステップ（ロ）および（ハ）が次のように置き換えられる。

（ロー a）M をトレリスにおける状態の数として、 $(1/M, \dots, 1/M)$ に等

【0065】

【外12】

しい初期 α_0 から開始して、フォワード・リカージョンをL回計算する。その結果を正規化して、各々の新しい α_t の要素の和が1になるようにする。全てのL α_t ベクトルを保持する。

10

（ロー b） α_0 を前のステップで得られた β_L に等しいとし、 $t = 1$ から始めて、第1の L_{w-min} α_t 確率ベクトルを再び計算する。

【0066】

すなわち、 L_{w-min} をトレリス段の適当な最小数として、 $m = 0, 1, \dots, M-1$ および $t = 1, \dots, L$ について下記の式に従った計算を行う。

【0067】

20

【数5】

$$\alpha_t(m) = \sum_{i=0}^{M-1} \alpha_{t-1}(i) \gamma_t(i, m)$$

【0068】

前と同様に正規化を行う。ステップ（ロー a）および（ロー b）におけるリカー

【0069】

【外13】

30

ジョンで得られた最も新しいL α の集合のみを保持すると共に、ステップ（ロー a）で前に得られた $\alpha_{L(w-min)}$ を保持する。

（ロー c）ステップ（ロー b）で得られた $\alpha_{L(w-min)}$ をステップ（ロー a）で前に得られた集合と比較する。新しい $\alpha_{L(w-min)}$ および古い $\alpha_{L(w-min)}$ のM個の対

【0070】

応する要素が許容範囲内にある場合には、前に述べたステップ（二）に進む。そうでない場合は、次のステップ（ロー d）に続く。

40

【0071】

【外14】

(ロー d) $t = t + 1$ と置いて、 $\alpha_t = \alpha_{t-1} \Gamma_t$ を計算する。前と同様に正規化を行う。計算された最も新しい $L \alpha$ の集合のみを保持すると共に、ステップ (ロー a) で前に得られた α_t を保持する。

(ロー e) 新しい α_t をステップ (ロー a) で前に得られた集合と比較する。M 個の新しい α_t および古い α_t が許容範囲内にある場合には、前に述べたステッ

【0072】

プ (二) に進む。そうでなくて、2つの最も新しいベクトルが許容範囲内に無く且つリカージョンの数が特定の最大値 (典型的には、 $2L$) を越えていない場合は、ステップ (ロー d) に続き、それ以外はステップ (二) に進む。

この方法は、固有ベクトル法について上述したステップ (二) および (ホ) に続き、円形 MAP 復号器のソフト決定出力および復号出力ビットを生じる。

【0073】

米国特許出願第 08 / 636, 742 号明細書に記載されている円形 MAP 復号器の別の代わりの実施態様では、リカージョン法は、復号器が第 2 回に対し所定の一定の数のトレリス段を処理、すなわち所定のラップ (wrap) 深さを処理することのみ必要とするように変更される。これは、復号のために必要な計算の数が各々の符号化メッセージ・ブロックの場合と同じであるので、実現の目的のために有利である。その結果、ハードウェアおよびソフトウェアの複雑さが低減される。

【0074】

テイルバイティング・コンボリューション符号の MAP 復号のための所要のラップ深さを推定する 1 つの方法は、ハードウェアまたはソフトウェアの実験からそれを決定することであり、それには可変のラップ深さを持つ円形 MAP 復号器を実現し、ラップ深さを順次増大して復号ビット誤り率対 E_b / N_o を測定する実験を行うことである。特定の E_b / N_o に対して復号ビット誤りの最小確率を与える復号器の最小ラップ深さが、ラップ深さを更に増大しても誤り確率が減少しないときに見付けられる。

【0075】

特定の E_b / N_o において達成し得る最小値よりも大きい復号ビット誤り率が許容し得る場合、円形 MAP 復号器で処理するトレリス段の所要数を少なくすることが可能である。特に、上述したラップ深さの探索は、ビット誤りの所望の平均確率が得られるときに単に終了することが出来る。

所与の符号についてラップ深さを決定する別の方法は、符号の距離特性を用いるものである。このため、2つの明確な復号器決定深さを定義することが必要である。ここで使用する用語「正しいパス」とは、データ・ビットのブロックを符号化することにより生じる、トレリスを通る状態の系列すなわちパスを表す。また、用語「ノードの不正なサブセット」とは、正しいパスのノードから出た全ての不正な (トレリス) 分岐の集合およびそれらから派生したものを表す。以下に定義する決定深さは両方ともコンボリューション符号化器に左右される。

【0076】

決定深さは次のように定義される。

(i) e 誤り訂正に対するフォワード決定深さ $LF(e)$ を、正しいパスの最初のノードの不正なサブセット内の全てのパス (後で正しいパスに併合するか否かに拘わりなく) が正しいパスからハミング (Hamming) 距離 $2e$ よりも遠くに位置しているトレリス内の第 1 の深さであると定義する。 $LF(e)$ の意義は、最初のノードの前方に e 以下の誤りがあり、且つ符号化がそこから始まっている場合、復号器が正しく復号しなければならないことである。コンボリューション符号に対するフォワード決定深さの形式的な表が、IEEE Transactions on Information Theory

10

20

30

40

50

、IT-35巻、1989年3月、455-459頁に所載のジェー・ビー・アンダーソンおよびケー・バラチャンドランによる論文「Decision Depths of Convolutioanl Codes」に記載されている。LF(e)の多数の特性がこの文献に開示されていると共に、ジェー・ビー・アンダーソンおよびエス・モーハンの著書「Source and Channel Coding-An Algorithmic Approach」、Kluwer Academic Publishers, Norwell, MA、1991に開示されている。これらの特性の中で主なものは、簡単な線形関係がLFとeとの間に存在すること、例えば、率 $1/2$ 符号の場合、LFはほぼ $9.08e$ であることである。

(ii) つぎに、e誤り訂正に対する非併合決定深さLU(e)を、正しいパスに決して接触しないトレリス内の全てのパスが正しいパスから $2e$ のハミング距離よりも遠くに位置しているトレリス内の第1の深さであると定義する。

10

ソフト決定円形MAP復号に対するLU(e)の意義は、実際の送信されたパス上の状態を識別する確率が復号器によるLU(e)トレリス段の処理後に高いということである。従って、円形MAP復号に対する最小ラップ深さはLU(e)である。深さLU(e)の計算は、それがLF(e)より常に大きい、同じ近似則に従うことを示す。これは、符号の非併合決定深さが未知の場合、最小ラップ深さがフォワード決定深さLF(e)として推定できることを意味している。

【0077】

所与の符号化器に対して最小非併合決定深さを見付けることにより、ソフト決定出力を発生する実際の円形復号器によって処理しなければならないトレリス段の数を最も少なくすることができる。フォワード決定深さLF(e)を求めるためのアルゴリズムは前掲の論文「Decision Depths of Convolutioanl Codes」に記載されている。

20

【0078】

LU(e)を見付けるためには、

(i) ゼロ状態を除いて、全てのトレリスのノードから開始して、符号トレリスを左から右へ延長する。

(ii) 各々のレベルで、正しい(全てゼロ)パスに併合するパスを削除し、正しい(ゼロ)状態のノードからのパスを延長しない。

30

(iii) レベルkにおいて、このレベルのノードで終端するパスの間の最小ハミング距離または重さを見付ける。

(iv) この最小ハミング距離が $2e$ を越える場合は停止する。そのとき、 $LU(e) = k$ 。

【0079】

米国特許出願第08/636,742号明細書に述べられているように、コンピュータ・シミュレーションによる実験によって2つの予想外の結果が得られる。すなわち、(1) β_t のラップ処理により復号器の性能が改善されること、および(2) $LU(e) + LF(e) - 2LF(e)$ のラップ深さの使用により性能が著しく改善されることである。従って、リカージョンに基づいた円形MAP復号アルゴリズムの好ましい実施態様は次のステップを有する。

40

【0080】

【外15】

(i) 式(2)に従って $t = 1, 2, \dots, L$ について Γ_t を計算する。

【0081】

(ii) Mをトレリスにおける状態の数とし、 $(1/M, \dots, 1/M)$ に等しい

【0082】

50

【外 1 6】

初期 α_0 から開始して、 $u = 1, 2, \dots (L + L_w)$ について式 (5) のフ

【0083】

ワード・リカージョンを $(L + L_w)$ 回計算する。ここで、 L_w は復号器のラップ深さである。トレリス・レベル指標が値 $((u - 1) \bmod L) + 1$ を取る。復号器がチャンネルからの受信したシンボルの系列をラップ・アラウンドすると

【0084】

【外 1 7】

10

き、 α_L は α_0 として取り扱われる。その結果を正規化して、各々の新しい α_i

【0085】

の要素の和が 1 になるようにする。このリカージョンにより得られた L 個の最も

【0086】

【外 1 8】

新しい α ベクトルを保持する。

$(i \ i \ i) \ (1 \ 1 \ 1 \ \dots \ 1)^T$ に等しい初期 β_L から開始して、 $u = 1, 2, \dots$

20

【0087】

$\dots (L + L_w)$ について式 (6) のバックワード・リカージョンを $(L + L_w)$ 回計算する。トレリス・レベル指標が値 $((u - 1) \bmod L) - 1$ を取る。復

【0088】

【外 1 9】

号器が受信した系列をラップ・アラウンドするとき、 β_1 は β_L として取り扱われ、且つ Γ_1 は Γ_{L+1} として取り扱われる。その結果を正規化して、各々の新しい β_i の要素の和が 1 になるようにする。このリカージョンにより得られた L 個の最も新しい β ベクトルを保持する。

30

【0089】

このリカージョン法の次のステップは、固有ベクトル法に関して述べた上記のステップ (ホ) と同じであり、円形 MAP 復号器によってソフト決定および復号ビット出力を生じる。

本発明の好ましい実施態様を図示し説明したが、このような実施態様は例として示されたものであることは明らかであろう。当業者には本発明の範囲内で種々の変形、変更および置換をなし得よう。従って、本発明は請求の範囲に記載の精神および範囲によって定められるものと意図されている。

40

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明に従って並列連結符号化を利用する V S A T 衛星通信システムを例示する簡略ブロック図である。

【図 2】本発明に従って並列連結符号化を利用する V S A T 衛星通信システムの中心局を例示する簡略ブロック図である。

【図 3】本発明に従って並列連結符号化を利用する V S A T 衛星通信システムにおいて有用なプログラマブル符号化器を例示する簡略ブロック図である。

【図 4】本発明に従って並列連結符号化を利用する V S A T 衛星通信システムにおいて有

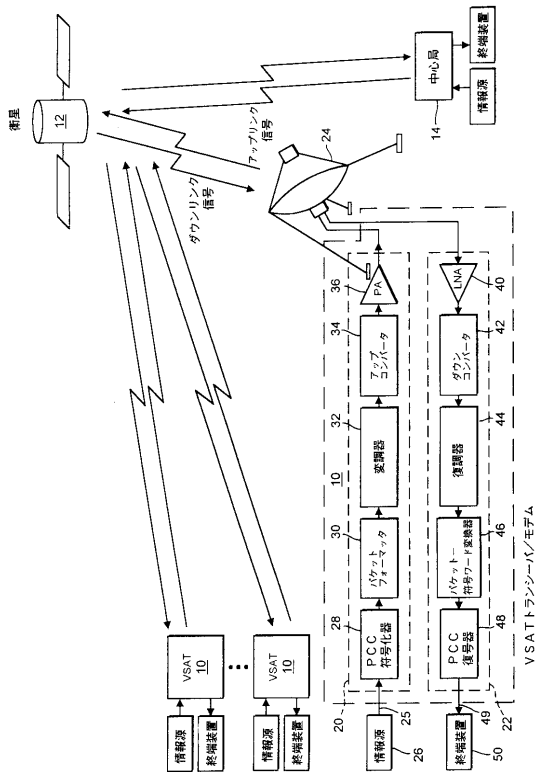
50

用なプログラマブル復号器を例示する簡略ブロック図である。

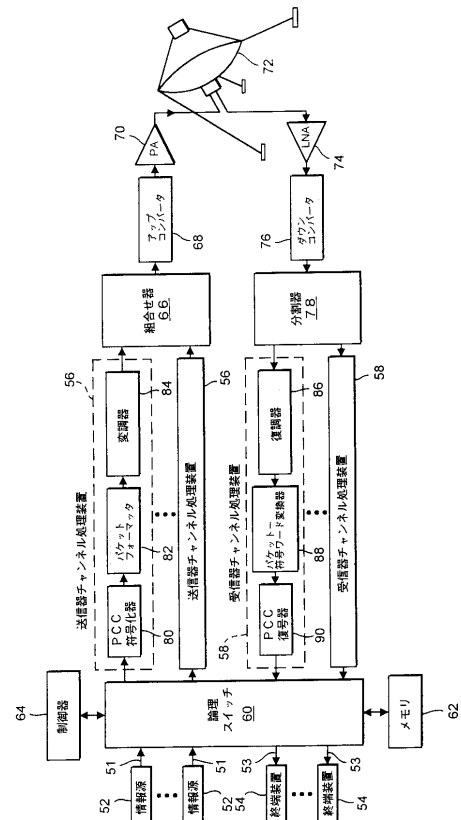
【符号の説明】

- 10 超小型地上局
- 12 衛星
- 14 中心局
- 20 送信器信号処理装置
- 22 受信器信号処理装置
- 24、72 アンテナ

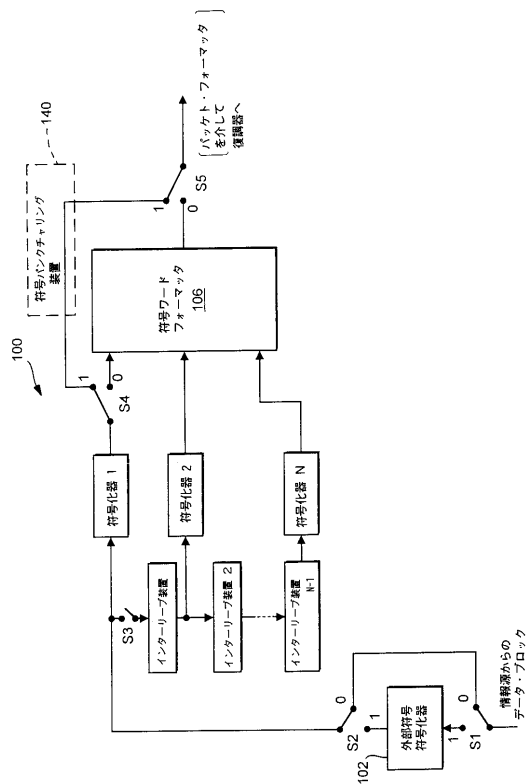
【図1】



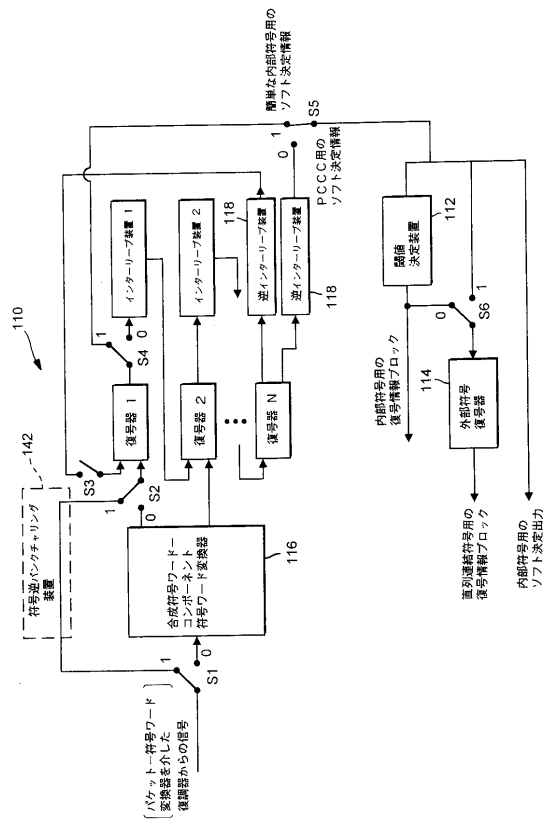
【図2】



【図 3】



【図 4】



フロントページの続き

- (72)発明者 ウィリアム・アラン・チェック
アメリカ合衆国、バージニア州、ハーンドン、シュガーランド・バリー・ドライブ、12005番
- (72)発明者 ブライアン・ジェイムズ・グリンスマン
アメリカ合衆国、バージニア州、ハーンドン、レディバンク・レーン、13119番
- (72)発明者 ロバート・フレミング・フレミング, ザ・サード
アメリカ合衆国、メリーランド、ダーウッド、ビンヤード・コート、7408番

審査官 岡本 正紀

- (56)参考文献 国際公開第96/038999 (WO, A1)
特開平05-055974 (JP, A)
特開平03-198546 (JP, A)
特開昭63-314032 (JP, A)
特開昭62-254529 (JP, A)
特開平08-163102 (JP, A)
特開平08-116313 (JP, A)
特開平07-240914 (JP, A)
特開平03-026134 (JP, A)
Unveiling Turbo Codes:Some Results on Parallel Concatenated Coding Schemes, IEEE TRANSACTIONS ON INFORMATION THEORY, 1996年 3月
ターボ符号について, 信学技報, 1996年12月
NEAR SHANNON LIMIT ERROR-CORRECTING CODING AND DECODING:TOUBO-CODES(1), IEEE, 1993年
- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H04B 7/14-7/22