



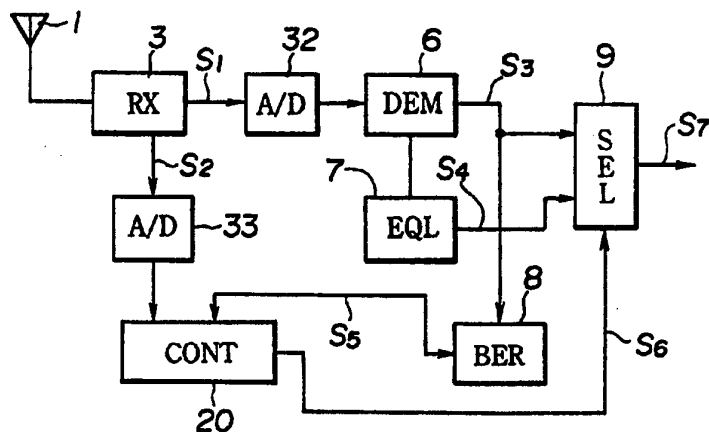
PCT

特許協力条約に基づいて公開された国際出願

<p>(51) 国際特許分類 5 H04L 27/22</p>	<p>A1</p>	<p>(11) 国際公開番号 WO 95/01035 (43) 国際公開日 1995年1月5日(05.01.95)</p>
<p>(21) 国際出願番号 PCT/JP94/00988 (22) 国際出願日 1994年6月21日(21. 06. 94)</p> <p>(30) 優先権データ 特願平5/149543 1993年6月21日(21. 06. 93) JP</p> <p>(71) 出願人(米国を除くすべての指定国について) 株式会社 東芝(KABUSHIKI KAISHA TOSHIBA)[JP/JP] 〒210 神奈川県川崎市幸区堀川町72番地 Kanagawa, (JP)</p> <p>(72) 発明者;および (75) 発明者/出願人(米国についてのみ) 立見 薫(TATSUMI, Kaoru)[JP/JP] 〒229 神奈川県相模原市上溝5432-5 ルミナス相模原205 Kanagawa, (JP) 山本和央(YAMAMOTO, Kazuo)[JP/JP] 〒192 東京都八王子市大和田町4丁目7-16-502 Tokyo, (JP)</p> <p>(74) 代理人 弁理士 木村高久(KIMURA, Takahisa) 〒104 東京都中央区銀座2丁目11番2号 銀座大作ビル6階 Tokyo, (JP)</p> <p>(81) 指定国 AU, CA, CN, FI, JP, US, 欧州特許(AT, BE, CH, DE, DK, ES, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE).</p>	<p>添付公開書類 国際調査報告書</p>	

(54) Title : DIGITAL RADIO COMMUNICATION EQUIPMENT

(54) 発明の名称 デジタル無線通信装置



(57) Abstract

Digital radio communication equipment which can prevent the worsening of the error rate of demodulated signals due to the equalization of the output from a digital demodulator (6) and can always receive radio waves in the optimum state regardless of the existence of delayed waves. A bit error rate estimation circuit (8) estimates a bit error based on demodulated serial data (S3) outputted from the circuit (6) and outputs the estimated results to a control circuit (20) as an estimated bit error signal (S5). The circuit (20) selects either the demodulated serial data (S3) outputted from the circuit (6) or the demodulated serial data (S4) from an equalizer (7) by switching a selector (9) in accordance with a selector control signal (S6) based on the signal (S6) from the circuit (8) and an electric field intensity indicating signal (S2) from a reception circuit (3), and then outputs the selected data as demodulated data (S7).

(57) 要約

デジタル復調回路の出力を等化処理したために復調信号の誤り率がかえって悪化することを防止でき、遅延波の有無に拘らず常に最良の受信が行えるデジタル無線通信装置に関する。ビット誤り推定回路(8)は、デジタル復調回路(6)より出力された復調シリアルデータ(S3)に基づきそのビット誤りを推定し、その推定結果を推定ビット誤り信号(S5)として制御回路(20)に出力する。制御回路(20)は、ビット誤り推定回路(8)からの推定ビット誤り信号(S5)と受信回路(3)からの受信電界強度指示信号(S2)とに基づき生成したセクタ制御信号(S6)によりセクタ(9)を切り換え、デジタル復調回路(6)または等化器(7)からそれぞれ出力される復調シリアルデータ(S3)、(S4)のうちのいずれか一方を選択し、復調データ(S7)として出力する。

情報としての用途のみ

PCTに基づいて公開される国際出願のパンフレット第1頁にPCT加盟国を同定するために使用されるコード

AM	アルメニア	DK	デンマーク	LI	リヒテンシュタイン	PT	ポルトガル
AT	オーストリア	EE	エストニア	LK	スリランカ	RO	ルーマニア
AU	オーストラリア	ES	スペイン	LT	リトアニア	RU	ロシア連邦
BB	バルバドス	FI	フィンランド	LR	リベリア	SD	スーダン
BE	ベルギー	FR	フランス	LU	ルクセンブルグ	SE	スウェーデン
BF	ブルキナ・ファソ	GA	ガボン	LV	ラトヴィア	SI	スロヴェニア
BG	ブルガリア	GB	イギリス	MC	モナコ	SK	スロヴァキア共和国
BJ	ベナン	GE	グルジア	MD	モルドバ	SN	セネガル
BR	ブラジル	GN	ギニア	MG	マダガスカル	SZ	スワジランド
BY	ベラルーシ	GR	ギリシャ	ML	マリ	TD	チャード
CA	カナダ	HU	ハンガリー	MN	モンゴル	TG	トーゴ
CF	中央アフリカ共和国	IE	アイルランド	MR	モーリタニア	TJ	タジキスタン
CG	コンゴ	IT	イタリア	MW	マラウイ	TT	トリニダードトバゴ
CH	スイス	JP	日本	MX	メキシコ	UA	ウクライナ
CI	コート・ジボアール	KE	ケニア	NE	ニジェール	UZ	米国
CM	カメルーン	KG	キルギスタン	NL	オランダ	UZ	ウズベキスタン共和国
CN	中国	KP	朝鮮民主主義人民共和国	NO	ノルウェー	VN	ヴェトナム
CZ	チェコ共和国	KR	大韓民国	NZ	ニュージーランド		
DE	ドイツ	KZ	カザフスタン	PL	ポーランド		

明 細 書

デジタル無線通信装置

技術分野

本発明は、デジタル変復調方式を採用した自動車・携帯電話システムやコードレス電話システムなどのデジタル移動無線通信システムに用いられ、デジタル復調信号の等化手段を備えたデジタル無線通信装置に係わり、詳しくは、前記等化手段による等化処理を必要に応じてキャンセルできるようにするための復調回路の構造の改良に関する。

背景技術

近年、制御信号だけでなく通話音声信号などの通信情報もデジタル化して伝送可能なデジタル移動無線通信システムの開発が進んでいる。

ところで、この種のシステムで使用されるデジタル無線通信装置の中には、その受信系に等化器が設けられたものが知られている。この等化器は、マルチパスフェージングにより無線信号に伝搬遅延がある時に生じる符号間干渉を補償する機能回路であり、例えばトランスバーサルフィルタを用いて構成される。

ところで、このような等化器を備えた従来のデジタル無線通信装置では、その遅延波の遅延量によっては復調信号のビット誤り率がかえって劣化することがある。

例えば、2波レイリー波が受信されている状態では、デジタル復調回路により復調したデジタル復調信号を等化器に通した場合と通さない場合とでは、そのデジタル復調信号のビット誤り率は遅延波の遅延量によって図11に示すように異なる変化を示す。

同図において、実線はデジタル復調回路で復調されたデジタル復調信号の遅延波遅延量対ビット誤り率の特性を示し、点線は上記デジタル復調回路によるデジタル復調信号を等化器で等化処理した信号に関する遅延波遅延量対ビット誤り率の特性を示したものである。

同図からも分かるように、遅延波の遅延量が0.2シンボル以上の比較的遅延量の大きい条件下では、等化器を通した方がビット誤り率が低くなる。しかしながら、遅延量が0.2シンボルよりも小さい条件下では等化器を通さない方が、復調信号のビット誤り率は低くなる。

従って、デジタル復調信号を常に等化器に通して処理するように構成されていたこの種の従来装置にあつては、遅延波の遅延量が小さい条件下ではかえってビット誤り率の劣化を招き、受信感度を低下させることになった。

このように、等化器を備えた上記従来のデジタル無線通信装置では、デジタル復調信号を常に等化器を通して処理していたため、2波レイリー波等の受信に際し、遅延波の遅延量が極めて小さく、等化器を通さない方がデジタル復調信号のビット誤り率を良好に保てる状況下にあつても必ず等化処理が実施されることになり、かえってデジタル復調信号のビット誤り率を増大させることもあるという問題点があつた。

そこで、本発明は、遅延波の遅延量が極めて小さく、等化器を通さない方がデジタル復調信号のビット誤り率を良好に保てる状況下においては、等化器による等化処理を行わず、デジタル復調回路の出力をそのまま復調データとして出力することで、遅延波の遅延量に拘らずビット誤り率を常に良好に維持でき、受信の安定化に寄与するデジタル無線通信装置を提供することを目的とする。

また、本発明は、遅延波の遅延量に拘らずデジタル復調信号のビット誤り率を常に良好とする制御機能を、ビット誤り率抑制効果を多少犠牲にしても、より簡略な回路構成で実現し得るデジタル無線通信装置を提供することを目的とする。

また、本発明は、遅延波の遅延量に拘らずデジタル復調信号のビット誤り率を常に良好とする制御機能を、自装置の移動速度が変わった場合においても安定的に維持可能なデジタル無線通信装置を提供することを目的とする。

発明の開示

本願の第1の発明は、受信された被変調信号をデジタル復調してデジタル復調信号を出力するデジタル復調手段と、該デジタル復調手段の出力の波形

等化を行なう等化手段と、前記デジタル復調手段の出力の誤り率を推定する誤り推定手段と、前記デジタル復調手段または前記等化手段のいずれか一方の出力を復調データとして選択する選択手段と、前記誤り推定手段により推定された誤り率に基づき前記選択手段の選択動作を制御する選択制御手段とを具備することを特徴とする。

本願の第2の発明は、受信された被変調信号をデジタル復調してデジタル復調信号を出力するデジタル復調手段と、該デジタル復調手段の出力の波形等化を行なう等化手段と、前記デジタル復調手段の出力の誤り率を推定する誤り推定手段と、前記受信被変調信号の受信信号レベルを検出する受信信号レベル検出手段と、前記誤り推定手段による誤り推定結果及び前記受信信号レベル検出手段により検出された受信信号レベルに基づき前記等化手段または前記デジタル復調手段のいずれか一方の出力を復調データとして選択する選択制御手段とを具備することを特徴とする。

本願の第3の発明は、受信された被変調信号をデジタル復調してデジタル復調信号を出力するデジタル復調手段と、該デジタル復調手段の出力の波形等化を行なう等化手段と、前記デジタル復調手段の出力の誤り率を推定する誤り推定手段と、前記受信被変調信号の受信信号レベルを検出する受信信号レベル検出手段と、該検出された受信信号レベルに基づき当該装置の移動速度を算出する移動速度算出手段と、遅延波が無い時の受信電界強度に対する前記デジタル復調手段の出力の誤り率に関する各移動速度毎の特性を保持する特性保持手段と、該保持されている特性に基づき前記算出された移動速度における前記検出された受信信号レベルに対応するデジタル復調手段の出力の誤り率を特定する特定手段と、該特定されたデジタル復調手段の出力の誤り率と前記推定された出力誤り率を比較する比較手段と、該比較の結果、前記推定された出力誤り率が前記特定された出力誤り率を超えた場合には前記等化手段の出力を復調データとして選択し、前記推定された出力誤り率が前記特定された出力誤り率より小さい時には前記デジタル復調手段の出力を復調データとして選択する復調データ選択手段とを具備することを特徴とする。

上記本願の第1の発明では、デジタル復調手段の出力の誤り率を推定し、デ

ィジタル復調手段または等化手段のいずれか一方の出力を復調データとして選択するに当たり、この選択動作を上記推定された誤り率に基づき制御するようにしたものである。

ディジタル復調手段の出力の誤り率の推定結果のみだけでも遅延波の遅延量がある程度推定でき、例えば上記推定誤り率が一定の設定値を超えた場合にのみ遅延量が増大したとして等化手段の出力を選択するようにすれば、遅延量が小さく等化処理を要しない場合の等化手段通過による復調データの誤り率低下を防止できる。この場合、受信電界強度を検出する手段が不要となり、回路構成の簡略化が図れる。

上記第2の発明では、ディジタル復調手段から出力されたディジタル復調信号を対象にその誤り推定を行うとともに、同時にその受信信号レベルを検出し、上記誤り推定結果と検出された受信信号レベルとに基づき上記ディジタル復調手段または等化手段のいずれかの一方の出力を選択して復調データを得るようにしている。

その選択条件としては、例えば、受信信号レベルが十分に高いにも拘らず、誤り推定結果がその受信信号レベルではあり得ない程に悪かった場合には遅延波により誤り率が劣化していると判断し、遅延による誤り率低下防止に有用な等化手段の出力を選択し、他方、誤り推定の結果がその受信信号レベルに対して十分小さければ遅延が無いと判断し、遅延の無い時の誤り率低下防止により有用なディジタル復調手段の出力を選択するように定めることができる。

この制御の結果、遅延が認められる場合には等化手段を通して誤り率の良いディジタル復調信号を出力する動作を維持したうえで、遅延が小さい場合には誤り率をかえって悪化させる等化手段を通さないディジタル復調手段からのディジタル復調信号をそのまま出力させることができ、遅延の有無に拘らず常にビット誤り率の良好な復調データを得ることができる。

また、上記第3の発明では、遅延波が無い時の受信電界強度に対するディジタル復調手段の出力の誤り率に関する各移動速度毎の特性を予め登録しておく一方で、検出された受信信号レベルに基づき当該装置の移動速度を算出し、この算出された移動速度における前記検出された受信信号レベルに対応するディジタル復

調手段の出力の誤り率を特定した後、この特定された誤り率と前記推定された出力誤り率を比較し、その比較の結果、前記推定された出力誤り率が前記特定された出力誤り率を超えた場合には前記等化手段の出力を復調データとして選択し、前記推定された出力誤り率が前記特定された出力誤り率より小さい時には前記デジタル復調手段の出力を復調データとして選択するようにしている。

このように、第3の発明では、遅延が小さい場合には誤り率をかえて悪化させる等化手段を通さないデジタル復調手段からのデジタル復調信号をそのまま出力させるという動作を、移動速度に関連付けて制御していることから、自装置の移動速度の変化に対してもビット誤り率の良好な安定した受信動作を維持できるようになる。

図面の簡単な説明

図1は本発明の一実施例に係るデジタル無線通信装置の全体構成を示すブロック図、図2は本発明の一実施例に係るデジタル無線通信装置における受信系の要部構成を示すブロック図、図3は図2におけるデジタル復調回路(D E M)の詳細構成を示す回路図、図4(a), (b)は図2における等化器(E Q L)の詳細構成及びこの等化器で扱われる信号のフレーム構成を示す図、図5は図2におけるビット誤り推定回路(B E R)の詳細構成を示す図、図6は図2におけるセレクタ(S E L)の詳細構成を示す図、図7(a)~(e)は図2におけるデジタル無線通信装置の受信動作に係る各部の信号波形を示すタイムチャート、図8は図2におけるデジタル無線通信装置の制御部のビット誤り算出/表示処理の一例を示すフローチャート、図9は図2におけるデジタル無線通信装置の制御部の受信制御動作の一例を示すフローチャート、図10(a), (b)はこの種のデジタル無線通信装置の各移動速度における受信電界強度対ビット誤り率の特性図、図11はこの種のデジタル無線通信装置における遅延波遅延量対ビット誤り率の特性図である。

発明を実施するための最良の形態

以下、本発明の一実施例を添付図面に基づいて詳細に説明する。図1は本発明

の一実施例に係るデジタル無線通信装置の全体構成を示すブロック図であり、その概略動作は以下の如くである。

アンテナ1から取り込まれた無線受信信号（例えば、 $\pi/4$ シフトDQPSK変調信号）はアンテナ共用器2を通して受信回路3に入力される。受信回路3では上記受信信号を周波数シンセサイザ4から出力される局部発振信号と合成することにより中間周波（IF）信号に変換して出力する。

この受信IF信号は図示しないA/Dコンバータでデジタル信号に変換された後、デジタル復調回路6に入力される。デジタル復調回路6は上記デジタル化された受信信号をデジタル復調して出力する。

デジタル復調回路6の出力は、等化器7にも入力される。この等化器7では上記デジタル復調信号の波形等化が行われる。この等化器7から出力されるデジタル復調信号と上記デジタル復調回路6から直接出力されるデジタル復調信号とは、セレクタ9によりそのいずれか一方が選択されて出力される。このセレクタ9の切り換えは、制御回路20から後述する処理を経て出力されるセレクタ制御信号S6により行われる。

デジタル復調信号には、デジタル制御信号とデジタル通話信号があり、このうちのデジタル制御信号は制御回路20に取り込まれて各種の制御に用いられ、他方、デジタル通話信号は上記セレクタ9を通して誤り訂正符号/復号回路（以下、デジタルコーデックという）10に入力される。

デジタルコーデック10では、上記デジタル復調回路6から供給されたデジタル通話信号の誤り訂正復号化処理が行われ、この誤り訂正復号化されたデジタル通話信号は音声符号復号回路（以下、スピーチコーデック）11に入力される。

スピーチコーデック11では、上記デジタル通話信号の音声復号化処理が行われる。このスピーチコーデック11から出力された通話信号は図示しないD/Aコンバータでアナログ通話信号に変換された後、アナログスイッチ12に入力される。

アナログスイッチ12は、制御回路20から出力される切換制御信号SWによって、デジタルモードが設定されている状態ではスピーチコーデック11から

出力されたアナログ通話信号を選択出力するように切り換えが制御される。従って、上記スピーチコーデック11から出力された通話信号は、上記アナログスイッチ12を介してスピーカ13に供給され、このスピーカ13から拡声出力される。

一方、マイクロホン14から取り込まれた送話信号は、アナログスイッチ15に入力される。この時、アナログスイッチ15は、制御回路20から出力される切換制御信号SWに応じて、デジタルモードが設定されている状態では上記送話信号をスピーチコーデック11に入力するように切り換えが制御されている。

従って、上記送話信号は、上記アナログスイッチ15を通して図示しないA/Dコンバータに入力され、ここでデジタル送話信号に変換された後、スピーチコーデック11に入力される。

スピーチコーデック11では、上記デジタル送話信号の音声符号化処理が行われる。このスピーチコーデック11から出力されたデジタル送話信号は、制御回路20から出力されるデジタル制御信号と共にチャンネルコーデック10に入力される。

このチャンネルコーデック10では、上記デジタル送話信号及びデジタル制御信号の誤り訂正符号化処理が行われる。この符号化後のデジタル送話信号はデジタル変調回路16に入力される。

デジタル変調回路16では、上記デジタル送話信号に応じて $\pi/4$ シフトDQPSK変調された変調信号が生成される。この変調信号は図示しないD/Aコンバータによりアナログ信号に変換された後、送信回路5に入力される。

送信回路5では、上記変調信号が周波数シンセサイザ4から出力される送信局発振信号と合成されて無線周波信号に変換され、更に高周波増幅される。そして、この送信回路5から出力された無線送信信号はアンテナ共用器2を通してアンテナ1に供給され、このアンテナ1から送信される。

次に、図2は図1におけるデジタル無線通信装置の受信系の要部回路構成図であり、アンテナ1、受信回路3、A/Dコンバータ32、33、デジタル復調回路6、等化器7、ビット誤り推定回路8、セレクタ9、制御回路20のみを示し、それ以外の送信系等の当該装置に必要とされる回路部は省略されている。な

お、本実施例においては、図2における受信回路3には図1に示した受信電界強度検出回路31が含まれる構成を想定している。

この受信系回路部の概略動作について以下に説明する。まず、アンテナ1で受信された被変調信号 ($\pi/4$ シフトDQPSK変調信号) は、受信回路3で中間周波 (IF) 信号S1に変換され、A/Dコンバータ32に出力される。これと同時に、受信回路3では上記受信電界強度検出回路31により上記被変調信号の受信信号レベルが検出され、該検出結果が受信電界強度指示信号S2としてA/Dコンバータ33に出力される。

受信回路3からの出力のうち、上記IF信号S1はA/Dコンバータ32で量子化された後、モデムの構成要素であるデジタル復調回路6に出力される。

デジタル復調回路6は、変調波に載っていた原変調デジタル情報を遅延検波により復調し、復調シリアルデータS3としてビット誤り推定回路8及びセレクタ9に出力する。

図3は、デジタル復調回路6の回路構成を示したものである。このデジタル復調回路6は、IF周波数をキャリア周波数とした変調信号をA/D変換した信号を入力とするものであり、変調信号として上記 $\pi/4$ シフトDQPSKを仮定している。

同図において、601a, 601bは乗算器、602a, 602bはローパスフィルタ、603a, 603bは1シンボル遅延器、604a~604dは乗算器、605は加算器、606は減算器、607a, 607bは判定器、608はパラレル/シリアル変換器、609は周波数オフセット補正回路、610は発振器、611は $\pi/2$ 移相器、612は等化器インタフェース回路である。

このデジタル復調回路6では、発振器610でIF周波数とほぼ等しい周波数を発振させ、この信号と上記入力信号とを乗算器601a, 601bで乗算してI信号とQ信号に分ける。その後、このI信号とQ信号について、ローパスフィルタ602a, 602bで低域成分のみを取り出し、次いでその信号を等化器インタフェース回路612を通して等化器5に渡す。

また、この等化器5に渡す信号から周波数オフセット補正回路609により周波数オフセット成分を検出し、発振器610でオフセットがなくなる方向に発振

器610の発振周波数 f を調節する。

また、上記ローパスフィルタ602a, 602bで低域成分のみを取り出したI信号とQ信号のそれぞれについて、1シンボル遅延回路603a, 603bで1シンボル遅延させた信号との間で乗算器604a~604により複素乗算し、これらの演算結果を加算器605で加算しあるいは減算器606で減算することにより(遅延検波)復調信号を得る。

この復調信号は、判定器607a, 607bで“1”または“0”として判定され、パラレル/シリアル変換器608でシリアル信号に変換されて、上記復調シリアルデータS3としてビット誤り推定回路8及びセクタ9に出力される。

これに対し、等化器7は、上述の如くデジタル復調回路6からナイキストフィルタを通して出力される受信信号を等化器インタフェース回路612を通して受け取り、これを等化処理した後、復調シリアルデータS4としてセクタ9に出力する。

図4(a)は、この等化器7の回路構成の一例を示したものである。この等化器7は、トランスバーサルフィルタを用いた分数間隔判定帰還型等化器である。同図において、701a, 701b, 701cは1/2シンボル遅延回路、702a, 702b, 702c, 702d, 702eは乗算器、703は加算器、704は1シンボル遅延回路、705は判定器、706はトレーニングシーケンスデータを格納したROM、707は切換スイッチ、708は減算器、709はタップ係数演算部である。

切換スイッチ707は、通常は復調データ側にあり、トレーニング期間中はROM706の方に切り換わる。タップ係数演算部709は、減算器708で計算された誤差信号をもとに、トランスバーサルフィルタの各タップ係数を計算するものである。

ここで、この等化器7で扱われる入力信号のフレーム構成の要部は、例えば同図(b)に示す如くである。この入力信号は1フレームは3スロット有り、そのうちの1スロットが受信スロットになる。スロットの先頭に同期用ユニークワードがあり、これを等化器7のトレーニング信号として用いる。

等化器7は、最初に、トランスバーサルフィルタの各タップ係数を初期値に設

定する。次に、ユニークワード期間中は切換スイッチ707をROM706側に接続する。ROM706には、ユニークワードデータが格納されており、これをユニークワードトレーニング信号として用いることにより、上記各タップ係数を最適値に設定する。

次に、データ部分受信中は、切換スイッチ707を判定データ側に接続する。以下、判定データとトランスバーサルフィルタの出力との誤差が最小となるように、逐次、タップ係数演算部709でトランスバーサルフィルタの各タップ係数を演算する。その結果、トランスバーサルフィルタ部の特性は、伝送路特性の逆特性となり、信号が伝送路で受けた歪は等化されることになる。

一方、ビット誤り推定回路8は、デジタル復調回路6より出力された復調シリアルデータS3に基づきそのビット誤りを推定し、その推定結果を推定ビット誤り信号S5として制御回路20に出力する。

図5はビット誤り推定回路8の回路構成の一例を示したものである。このビット誤り推定回路8では、まず、デジタル復調回路6から与えられる復調シリアルデータS3のデータ列をビタビ復号回路801でビタビ復号化する。その後、この復号信号の一方を遅延回路802で遅延するとともに、他方は畳込符号化回路803で符号化し、これらを排他的論理和回路804を通すことにより得たエラーパルスを推定ビット誤り信号S5として出力する。

制御回路20は、上記処理を経てビット誤り推定回路8から出力される推定ビット誤り信号S5から推定ビット誤り率を算出するとともに、この算出結果と上記受信回路3からA/Dコンバータ33を通して入力される受信電界強度指示信号S2とに基づきセクタ制御信号S6を生成し、セクタ9に出力する。

セクタ9は、例えば図6に示す如く各論理回路により構成され、上記セクタ制御信号S6によりデジタル復調回路6または等化器7のそれぞれから出力される復調シリアルデータS3、S4のうちのいずれか一方を選択し、これを復調データS7として出力する。

図7(a)～(e)は、上記受信系回路部の受信動作に際しての各部信号波形を示すタイムチャートである。同図からも分かるように、本発明装置では、受信被変調信号から得たIF信号S1〔同図(a)〕をデジタル復調回路6により

復調して復調シリアルデータ S3〔同図 (b)〕を出力し、更にその出力を等化器 7 により等化処理して復調シリアルデータ S4〔同図 (c)〕を得たうえで、セクタ制御信号 S6〔同図 (d)〕が“L”レベルの時にはデジタル復調回路 6 からの復調シリアルデータ S3 を復調データ S7〔同図 (e)〕として出力し、セクタ制御信号 S6 が“H”レベルの時には等化器 7 からの復調シリアルデータ S4 を復調データ S7 として出力している。

上記受信動作中、ビット誤り推定回路 8 からの推定ビット誤り信号 S5 に基づく推定ビット誤り率 (BER) の算出は、制御回路 20 において、例えば図 8 に示す如くの処理により実現可能である。なお、この図 8 に示す動作は、特に、BER 算出処理とその算出結果の表示制御とを併用する場合の例である。

まず、制御回路 20 は受信同期が確立された時点で BER の初期値を算出するための処理を開始する。この BER 初期値は、自己が受信すべき最初の例えば 50 スロットの各々においてビット誤り数を検出し、これら 50 スロットのビット誤り数の平均を求めることにより得られる。

すなわち、制御回路 20 は受信同期が確立された時点で先ずカウンタのカウンタ値 n を「1」にセットする (ステップ 801)。次いで、上記カウンタ値 ($n = 1$) に対応するスロットのビット誤り数 $Err(1)$ を検出する (ステップ 802)。

このビット誤り数 $Err(1)$ は、ビット誤り推定回路 8 から与えられる推定ビット誤り信号 S5 をスロット単位でカウントすることにより検出可能である。なお、ビット誤り数 $Err(1)$ を検出する別の方法としては、チャンネルコーデック 10 で誤り符号訂正復号処理される前のデータと、誤り訂正復号処理後の受信データを比較する方法も考えられる。

この第 1 スロットのビット誤り数 $Err(1)$ が検出されると、次いで制御回路 20 はステップ 803 からステップ 804 に移行してここでカウンタのカウンタ値 n をインクリメント ($n = n + 1$) し、このインクリメントされた後のカウンタ値 $n = 2$ に対応するスロットのビット誤り数 $Err(2)$ を検出する。

以後、同様に、ステップ 803 で $n = 50$ になったことが検出されるまで、ステップ 802 ~ 804 のルーチンが繰り返し実行される。これにより、各受信対

象スロットのビット誤り数Err (3) ~ Err (50) が順次検出される。これらの各受信対象スロットにおいて検出されたビット誤り数Err (1) ~ Err (50) の値は、それぞれRAM 23に一時記憶される。

上記50スロット分のビット誤り数Err (1) ~ Err (50) の検出が終了すると、次いで制御回路20はこれら各ビット誤り数Err (1) ~ Err (50) の合計値Sum (n) を算出する(ステップ805)。その演算式は以下の通りである。

$$\text{Sum (n)} = \text{Err (n-49)} + \text{Err (n-48)} + \dots + \text{Err (n-1)} + \text{Err (n)}$$

続いて、制御回路20は、上記50スロット分のビット誤り数の合計値Sum (n) の平均値 $\overline{\text{Sum (n)}}$ を算出する(ステップ806)。

この平均値 $\overline{\text{Sum (n)}}$ の算出式は、

$$\overline{\text{Sum (n)}} = \text{Sum (n)} / 50 \text{ スロット}$$

で表される。

この算出された50スロット分のビット誤り数の平均値 $\overline{\text{Sum (n)}}$ が上述したBER初期値となる。このBER初期値を算出するには、例えば1フレームが40msecとした時には約1秒を要する。

次いで、制御回路20は、上記ビット誤り数の平均値 $\overline{\text{Sum (n)}}$ を8段階で表したBERコードに変換する(ステップ807)。このBERコードはディスプレイ182のX9桁目に表示される(ステップ808)。この場合、BERコードの値が「6」以上になると、このBERコードの値が点滅表示される。

さて、上記ビット誤り数の初期値が検出されると、それ以後制御回路20は新たな受信対象スロット(n=51, 52, ...)が受信される毎に、この新たな受信対象スロットにおいて検出されたビット誤り数の検出値と上記ビット誤り数の初期値とを基にして、新たなビット誤り数の平均値を求める。

すなわち、制御回路20は通信が継続中であることを確認する(ステップ809 NO)と、カウンタのカウント値nをインクリメントし(ステップ810)、このインクリメントされたカウント値nに対応する受信スロットのビット誤り数Err (n)を検出する(ステップ811)。

続いて、制御回路20は、上記新たな受信スロットのビット誤り数の検出値 $Err(n)$ を加味した新たなビット誤り数の合計値 $Sum(n)$ を算出する（ステップ812）。その演算式は以下の通りである。

$$Sum(n) = Sum(n-1) - Sum(n)^{-} + Err(n)$$

この新たなビット誤り数の合計値 $Sum(n)$ が算出されると、制御回路20はステップ806に戻り、このステップ806において上記ビット誤り数の合計値 $Sum(n)$ を基に新たな平均値 $Sum(n)^{-}$ を算出する。そして、ステップ807において、上記ビット誤り数の平均値 $Sum(n)^{-}$ を8段階で表したBERコードに変換し、このBERコードをステップ808において、ディスプレイ182のX9桁目に表示する。

次に、制御回路20によるセクタ制御（セクタ制御信号S6の生成処理）について図9に示すフローチャートを参照して詳述する。

受信動作中、制御回路20は受信回路3から受信電界強度指示信号S2を取り込むとともに（ステップ901）、ビット誤り推定回路8から推定ビット誤り信号S5を取り込み（ステップ902）、これら両処理を一定時間の間だけ続行する。

そして、上記一定時間の経過が確認された時には（ステップ903YES）、まず受信回路3から与えられる上記受信電界強度指示信号S2を基にこの通信装置の移動速度Vを推定する（ステップ904）。

一般に、フェージングがかかっている時に、その受信電界強度 f_p は、

$$f_p = V / \lambda$$

の周波数で変動する（但し、 λ は受信周波数の波長）。

従って、受信電界強度指示信号S2の振動周波数をFFT（高速フーリエ変換）等の手段で検出することにより、 $V = f_p \cdot \lambda$ により移動速度Vを推定できることになる。

次に、制御回路20は、上記一定時間内における受信電界強度指示信号S2の平均値を計算して現在の受信信号レベルAを算出する（ステップ905）。

これと同時に、制御回路20は、ビット誤り推定回路8から与えられる推定ビット誤り信号S5に基づいて上記一定時間内における推定ビット誤り率Bを算出

する（ステップ906）。この推定ビット誤り率 B の算出は、例えば図8に示したBER算出／表示処理を援用して実現できる。

更に、制御回路20はS904で算出した移動速度 V とステップ905で算出した受信電界強度 A とに基づきその移動速度 V における遅延波が無い時の受信電界強度対ビット誤り率の特性に照らして現在の受信電界強度 A に対応する既定のビット誤り率 B_{th} を認識する（ステップ907）。

上述の「移動速度 V における遅延波が無い時の受信電界強度対ビット誤り率の特性」は、例えば制御回路20のROM22に記憶しておくことができる。

すなわち、遅延波がない時は、図10(a)に示すように、移動速度 V の時ににおける受信電界強度対ビット誤り率の特性は、デジタル復調回路6の復調方式により既に定まっているので、制御回路20はこの特性を参照して現時点で検出されている受信電界強度 A に対応するビット誤り率 B_{th} を認識できる。

ここで、上記特性が遅延の無い時の特性であることを考えると、移動速度 V の時の実際の受信動作で推定されたビット誤り率 B が上記ビット誤り率 B_{th} を超える時には遅延が生じており、上記ビット誤り率 B_{th} を下回る時には遅延が無いという判断に帰着できる。

そして、遅延がある時と無い時とでは、デジタル復調回路6または等化器7のいずれの出力を選択するのがビット誤り率を良好に維持するうえで有効であるかは図11を参照することにより理解できる。すなわち、図11に示すように、遅延波の遅延量が0.2シンボル以上の時はデジタル復調回路6の出力のほうがビット誤り率が大きいので、上述の処理で得たパラメータに関して $B > B_{th}$ ならビット誤り率が劣化しているのは遅延波があるためであると判断できる。

従って、この時は、遅延波がある時にビット誤り率が低い等化器7の出力 $S4$ を選択すれば良いことが分かる。

逆に、 $B \leq B_{th}$ ならば遅延波がないと判断し、遅延波がない時にビット誤り率が低いデジタル復調回路6の出力 $S3$ を選択すれば良いことが分かる。

係る前提のもとに、制御回路20では、現在の受信状況下でデジタル復調回路6からの復調シリアルデータ $S3$ を選択すべきか、等化器7からの復調シリアルデータ $S4$ を選択すべきかを決定するために、ステップ906で算出した推定

ビット誤り率 B がステップ907で認識された現時点の受信信号レベル A の点において既に定まっているビット誤り率 B_{th} に対して大か小かを比較する(ステップ908)。

ここで、 $B > B_{th}$ なら遅延波があるためにビット誤り率が劣化していると判断し、遅延波がある時にビット誤り率が低い等化器7の出力 S_4 を選択すべくセクタ制御信号 S_6 を“H”レベルに制御する(ステップ909)。

逆に、 $B \leq B_{th}$ ならば遅延波がないと判断し、遅延波がない時にビット誤り率がより低いデジタル復調回路6の出力 S_3 を選択すべくセクタ制御信号 S_6 を“L”レベルに制御する(ステップ910)。

その後、制御回路20は、次の一定時間内の判断を行うためにフローチャートの最初の処理(ステップ901)へと戻る。

なお、移動速度 V_1 と V_2 を含む場合(但し、 $V_1 < V < V_2$)における遅延波が無い時の受信電界強度対ビット誤り率の特性を図10(b)に示している。同図からも分かるように、本発明装置のデジタル復調回路の復調出力は、移動速度が速くなるほどビット誤り率が高いものとなる。

これにより、仮に、検出された受信電界強度が A' の場合、セクタ9によりデジタル復調回路6の出力と等化器7の出力との切り換え点に相当するビット誤り率 $B_{th0} \sim B_{th2}$ は、各移動速度によってまちまちとなる。従って、この時に実際に検出されたBERが、 B' であるとすると、ビット誤り率を小さく維持するために、移動速度 V_1 の時には、セクタ9は等化器7の出力を選ぶべく制御されるが、移動速度 V_2 にあっては、デジタル復調回路の出力を選ぶべく制御される。

このように、本発明では、受信電界強度指示信号 S_2 と推定ビット誤り信号 S_5 とから遅延波の有無を認識し、その認識結果に応じてビット誤り率の良い方の復調シリアルデータ S_3 または S_4 のいずれか一方を復調データ S_7 として出力するようにしたため、遅延波の有無に拘らず常にビット誤り率の良好な復調データを得ることができ、安定した受信に寄与できる。

ところで、デジタル復調回路6または等化器7からそれぞれ出力されるデジタル復調信号を選択する手段としては、例えば遅延波の遅延量を検出し、この

遅延量に応じてデジタル復調信号の選択を行なう手段も考えられる。しかしながら、この手段の実現には、遅延量の検出に膨大な演算量を必要とするため、高速の演算回路が必要となり、回路の複雑化及び大形化を招き、装置の小型軽量化の妨げになる。

これに対して、本発明の上記実施例装置によれば、遅延波の遅延量を直接検出するのではなく、デジタル復調信号の誤り推定結果と受信信号レベルの検出結果に応じて遅延量の推定を行っていることから、回路構成が簡略で済み、装置の小型軽量化を推進できる。従って、特に、小型軽量化が最重要課題の一つになっている携帯電話機にあっては、本発明の適用はその課題克服のために極めて有効である。

なお、遅延波の遅延量を推定するという観点からは、例えばデジタル復調信号の誤り推定結果を監視することによってもある程度の遅延量の把握が可能である。従って、あまり精度にこだわらない場合には、本発明の他の実施例として、ビット誤り推定回路8から与えられる推定ビット誤り信号S5に基づき算出される推定ビット誤り率と予め設定してある一定の誤り率と比較し、推定ビット誤り率が上記設定値を超える場合にのみ等化器7の出力を選択するような構成も考えられる。この場合、受信電界強度を検出するための回路は不要となり、機器の小型化にとってより有用なものとなる。

産業上の利用の可能性

以上説明したように、本発明によれば、移動速度の変化に起因した遅延量対ビット誤り率特性の変化が大きい自動車・携帯電話システムやコードレス電話システムなどのデジタル移動無線通信システムの通信端末として有用であり、しかも遅延波の遅延量を直接検出していないことから、演算量が少なく比較的低速の演算回路を用いて実現でき、特に、装置の小型軽量化が切望されるシステムに適している。

請求の範囲

【請求項1】 受信された被変調信号をデジタル復調してデジタル復調信号を出力するデジタル復調手段と、

該デジタル復調手段の出力の波形等化を行なう等化手段と、

前記デジタル復調手段の出力の誤り率を推定する誤り推定手段と、

前記デジタル復調手段または前記等化手段のいずれか一方の出力を復調データとして選択する選択手段と、

前記誤り推定手段により推定された誤り率に基づき前記選択手段の選択動作を制御する選択制御手段と

を具備することを特徴とするデジタル無線通信装置。

【請求項2】 選択制御手段は、前記誤り推定手段により推定された誤り率と予め設定された一定の誤り率とを比較する手段と、前記推定された誤り率が前記予め設定された一定の誤り率より低い場合には前記デジタル復調手段の出力を選択し、前記推定された誤り率が前記予め設定された一定の誤り率を超えた場合には前記等化手段の出力を選択すべく前記選択手段を駆動する手段とにより構成されることを特徴とする請求項1記載のデジタル無線通信装置。

【請求項3】 前記受信被変調信号の受信信号レベルを検出する受信信号レベル検出手段を更に具備し、前記選択制御手段は、前記誤り推定手段による誤り率の推定結果及び前記受信信号レベル検出手段により検出された受信信号レベルに基づき前記等化手段または前記デジタル復調手段のいずれか一方の出力を選択すべく前記選択手段の選択動作を制御することを特徴とする請求項2記載のデジタル無線通信装置。

【請求項4】 選択制御手段は、前記検出された受信信号レベルに基づき当該装置の移動速度を算出する移動速度算出手段と、遅延波が無い時の受信電界強度に対する前記デジタル復調手段の出力の誤り率に関する各移動速度毎の特性を保持する特性保持手段と、該保持されている特性に基づき前記算出された移動速度における前記検出された受信信号レベルに対応するデジタル復調手段の出力の誤り率を特定する特定手段と、該特定されたデジタル復調手段の出力の誤り

率と前記推定された出力誤り率を比較する比較手段と、該比較の結果、前記推定された出力誤り率が前記特定された出力誤り率を超えた場合には前記等化手段の出力を選択し、前記推定された出力誤り率が前記特定された出力誤り率より小さい時には前記デジタル復調手段の出力を選択すべく前記選択手段を駆動する選択駆動手段とにより構成されることを特徴とする請求項3記載のデジタル無線通信装置。

【請求項5】 受信信号レベル及び推定出力誤り率は、前記誤り推定手段または前記受信信号レベル検出手段による一定期間内のサンプリング結果の平均値より求めることを特徴とする請求項4記載のデジタル無線通信装置。

【請求項6】 被変調信号は、 $\pi/4$ シフトDQPSK信号であることを特徴とする請求項1記載のデジタル無線通信装置。

【請求項7】 デジタル復調手段は、遅延検波により前記被変調信号をデジタル復調する遅延検波回路を含むことを特徴とする請求項1記載のデジタル無線通信装置。

【請求項8】 等化手段は、トランスバーサルフィルタを用いた分数間隔判定帰還型等化器により構成されることを特徴とする請求項1記載のデジタル無線通信装置。

【請求項9】 受信された被変調信号をデジタル復調してデジタル復調信号を出力するデジタル復調手段と、

該デジタル復調手段の出力の波形等化を行なう等化手段と、

前記デジタル復調手段の出力の誤り率を推定する誤り推定手段と、

前記受信被変調信号の受信信号レベルを検出する受信信号レベル検出手段と、

前記誤り推定手段による誤り推定結果及び前記受信信号レベル検出手段により検出された受信信号レベルに基づき前記等化手段または前記デジタル復調手段のいずれか一方の出力を復調データとして選択する選択制御手段と

を具備することを特徴とするデジタル無線通信装置。

【請求項10】 選択制御手段は、前記検出された受信信号レベルに基づき当該装置の移動速度を算出する移動速度算出手段と、遅延波が無い時の受信電界強度に対する前記デジタル復調手段の出力の誤り率に関する各移動速度毎の特性

を保持する特性保持手段と、該保持されている特性に基づき前記算出された移動速度における前記検出された受信信号レベルに対応するデジタル復調手段の出力の誤り率を特定する特定手段と、該特定されたデジタル復調手段の出力の誤り率と前記推定された出力誤り率を比較する比較手段と、該比較の結果、前記推定された出力誤り率が前記特定された出力誤り率を超えた場合には前記等化手段の出力を選択し、前記推定された出力誤り率が前記特定された出力誤り率より小さい時には前記デジタル復調手段の出力を選択すべく前記選択手段を駆動する選択駆動手段とにより構成されることを特徴とする請求項9記載のデジタル無線通信装置。

【請求項11】 受信信号レベル及び推定出力誤り率は、前記誤り推定手段または前記受信信号レベル検出手段による一定期間内のサンプリング結果の平均値より求めることを特徴とする請求項10記載のデジタル無線通信装置。

【請求項12】 被変調信号は、 $\pi/4$ シフトDQPSK信号であることを特徴とする請求項9記載のデジタル無線通信装置。

【請求項13】 デジタル復調手段は、遅延検波により前記被変調信号をデジタル復調する遅延検波回路を含むことを特徴とする請求項9記載のデジタル無線通信装置。

【請求項14】 等化手段は、トランスバーサルフィルタを用いた分数間隔判定帰還型等化器により構成されることを特徴とする請求項9記載のデジタル無線通信装置。

【請求項15】 受信された被変調信号をデジタル復調してデジタル復調信号を出力するデジタル復調手段と、

該デジタル復調手段の出力の波形等化を行なう等化手段と、

前記デジタル復調手段の出力の誤り率を推定する誤り推定手段と、

前記受信被変調信号の受信信号レベルを検出する受信信号レベル検出手段と、

該検出された受信信号レベルに基づき当該装置の移動速度を算出する移動速度算出手段と、

遅延波が無い時の受信電界強度に対する前記デジタル復調手段の出力の誤り率に関する各移動速度毎の特性を保持する特性保持手段と、

該保持されている特性に基づき前記算出された移動速度における前記検出された受信信号レベルに対応するデジタル復調手段の出力の誤り率を特定する特定手段と、

該特定されたデジタル復調手段の出力の誤り率と前記推定された出力誤り率を比較する比較手段と、

該比較の結果、前記推定された出力誤り率が前記特定された出力誤り率を超えた場合には前記等化手段の出力を復調データとして選択し、前記推定された出力誤り率が前記特定された出力誤り率より小さい時には前記デジタル復調手段の出力を復調データとして選択する復調データ選択手段と

を具備することを特徴とするデジタル無線通信装置。

【請求項16】 受信信号レベル及び推定出力誤り率は、前記誤り推定手段または前記受信信号レベル検出手段による一定期間内のサンプリング結果の平均値より求めることを特徴とする請求項15記載のデジタル無線通信装置。

【請求項17】 被変調信号は、 $\pi/4$ シフトDQPSK信号であることを特徴とする請求項15記載のデジタル無線通信装置。

【請求項18】 デジタル復調手段は、遅延検波により前記被変調信号をデジタル復調する遅延検波回路を含むことを特徴とする請求項15記載のデジタル無線通信装置。

【請求項19】 等化手段は、トランスバーサルフィルタを用いた分数間隔判定帰還型等化器により構成されることを特徴とする請求項15記載のデジタル無線通信装置。

FIG.1

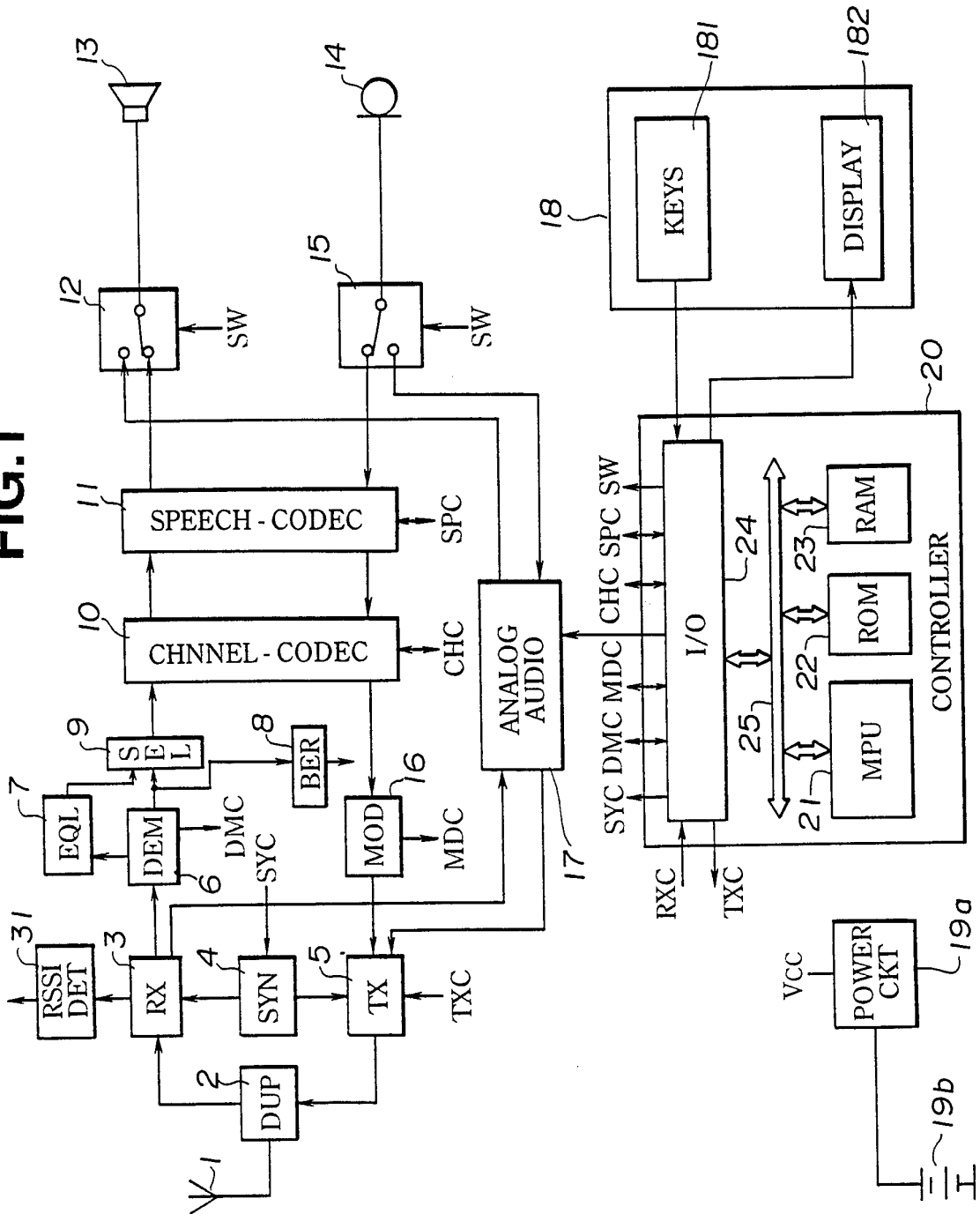


FIG.2

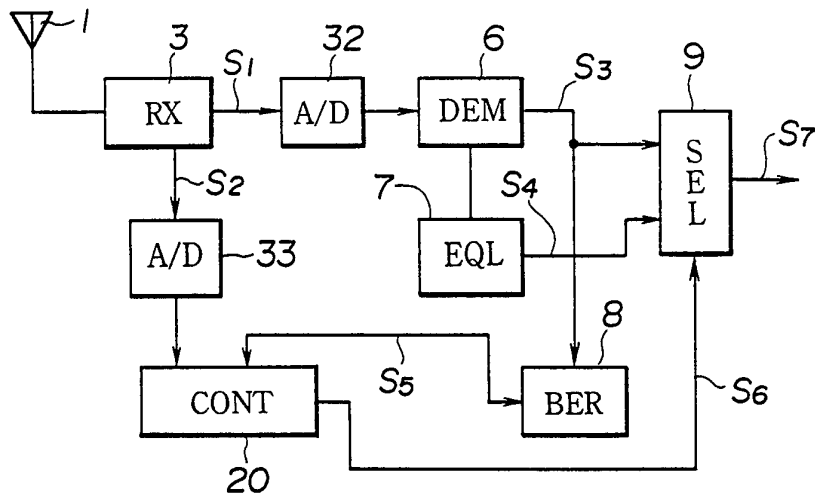


FIG.3

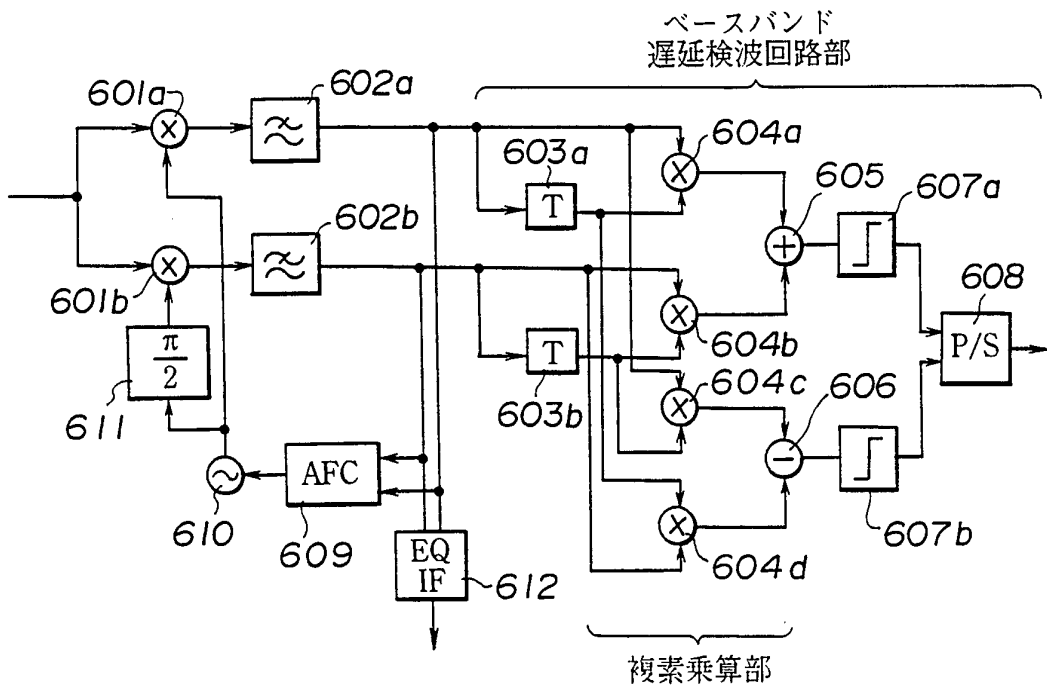


FIG.4 (a)

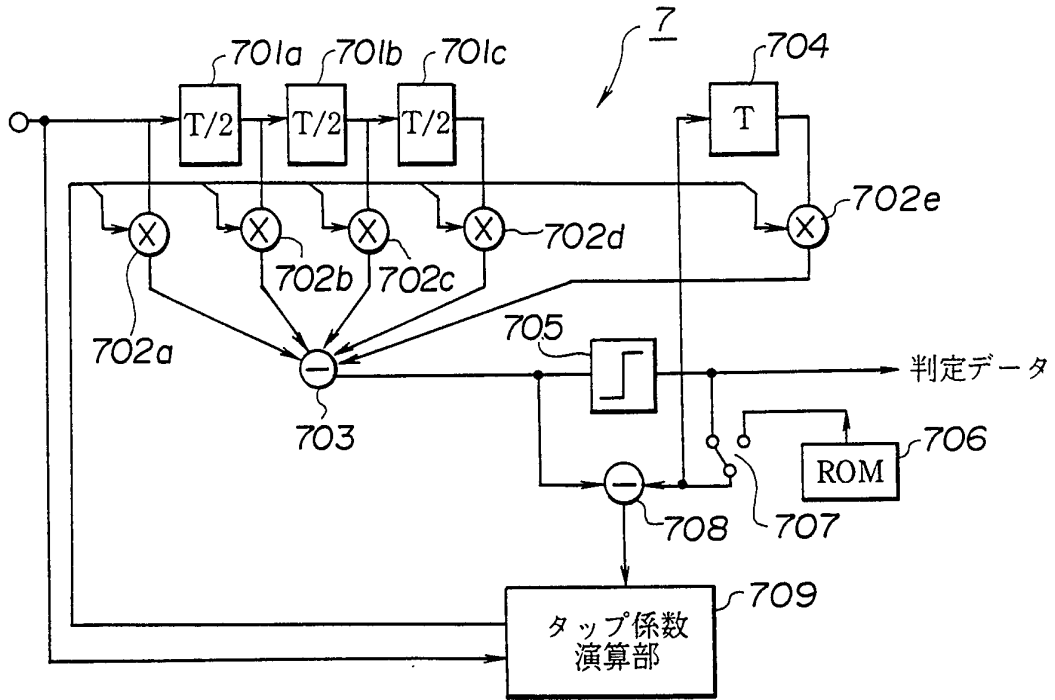


FIG.4 (b)

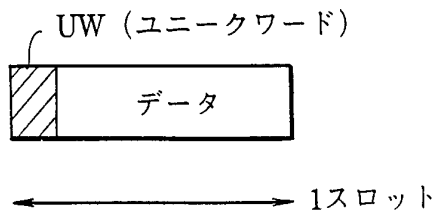


FIG.5

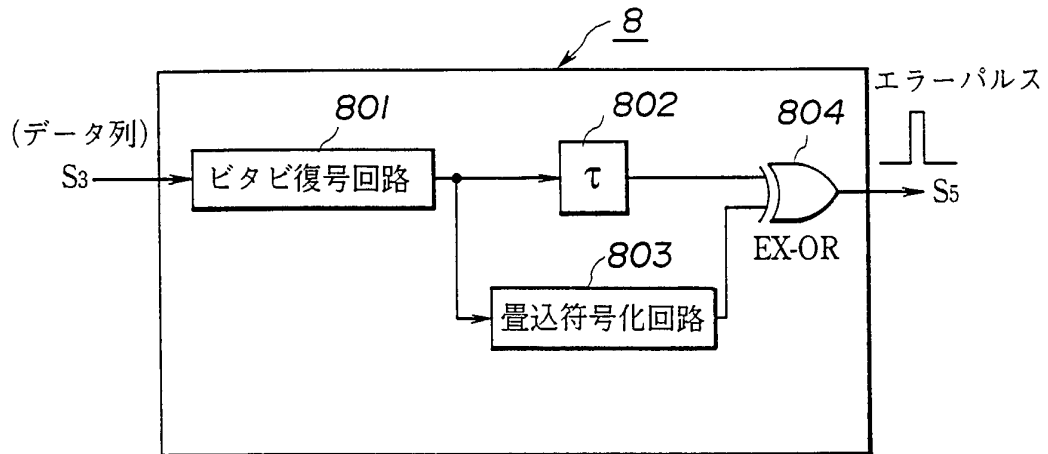
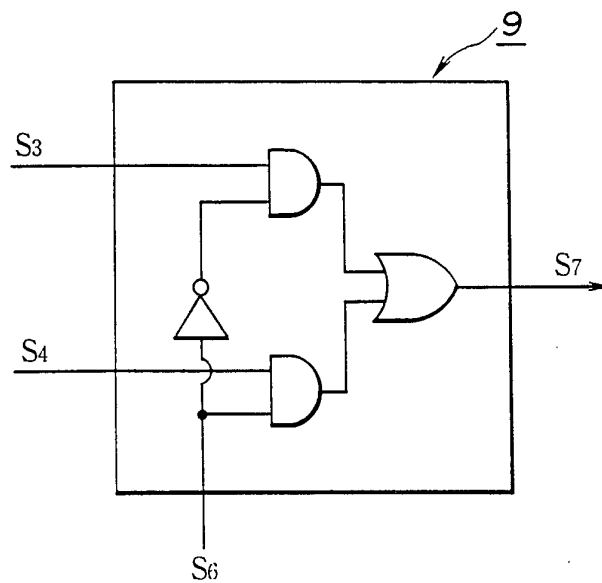


FIG.6



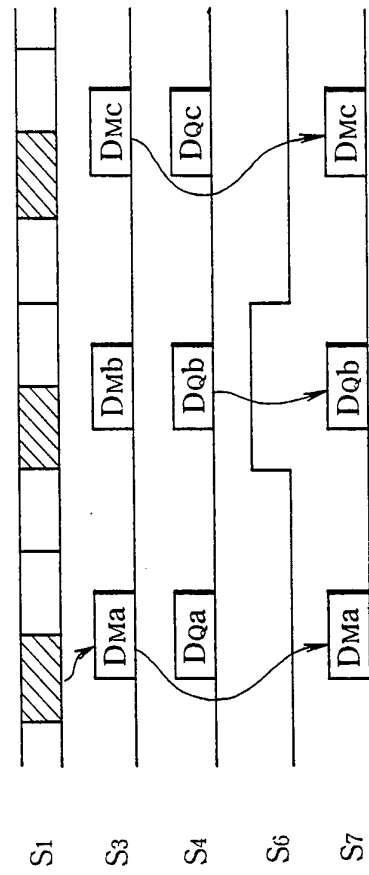


FIG. 7 (a)
FIG. 7 (b)
FIG. 7 (c)
FIG. 7 (d)
FIG. 7 (e)

FIG.8

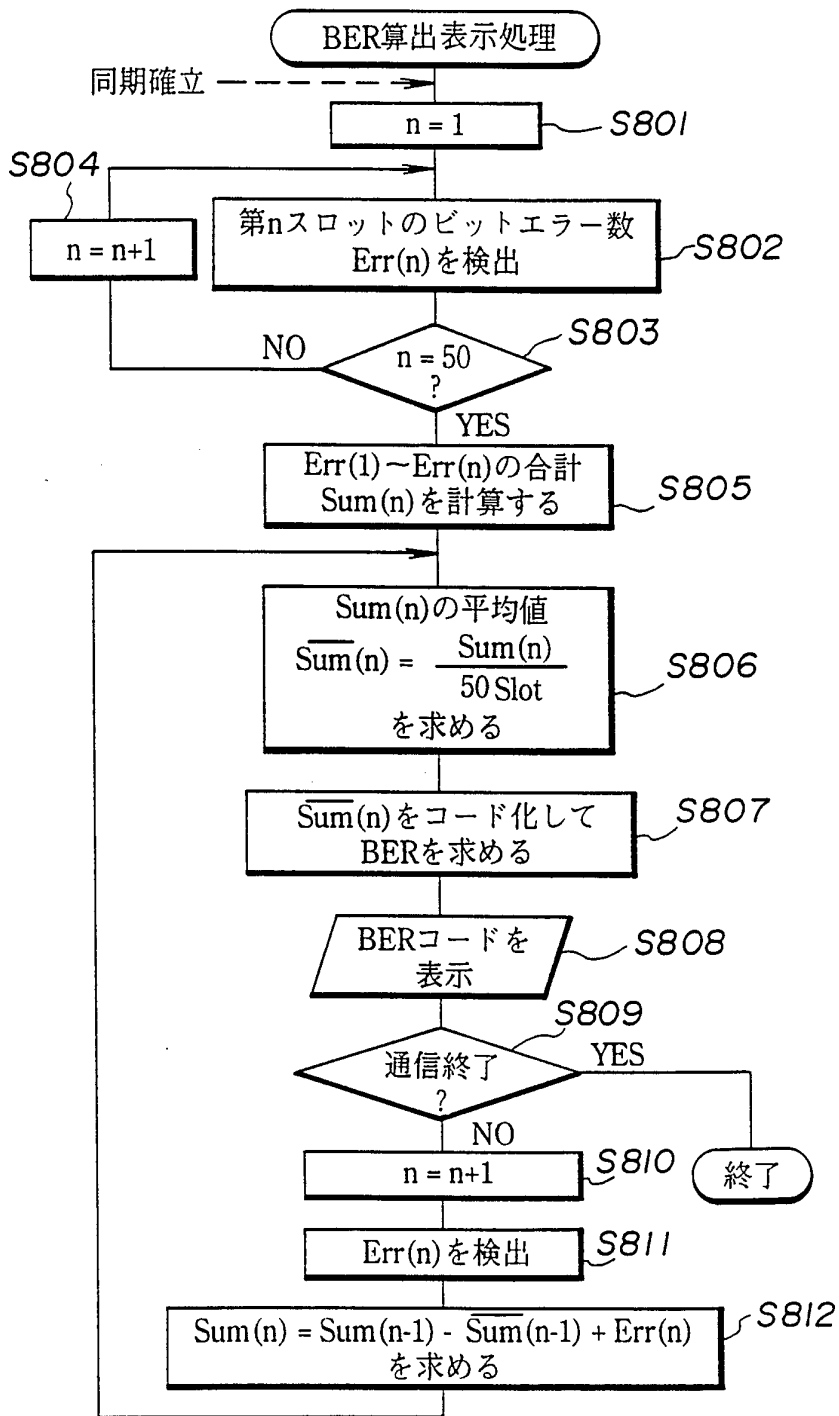


FIG.9

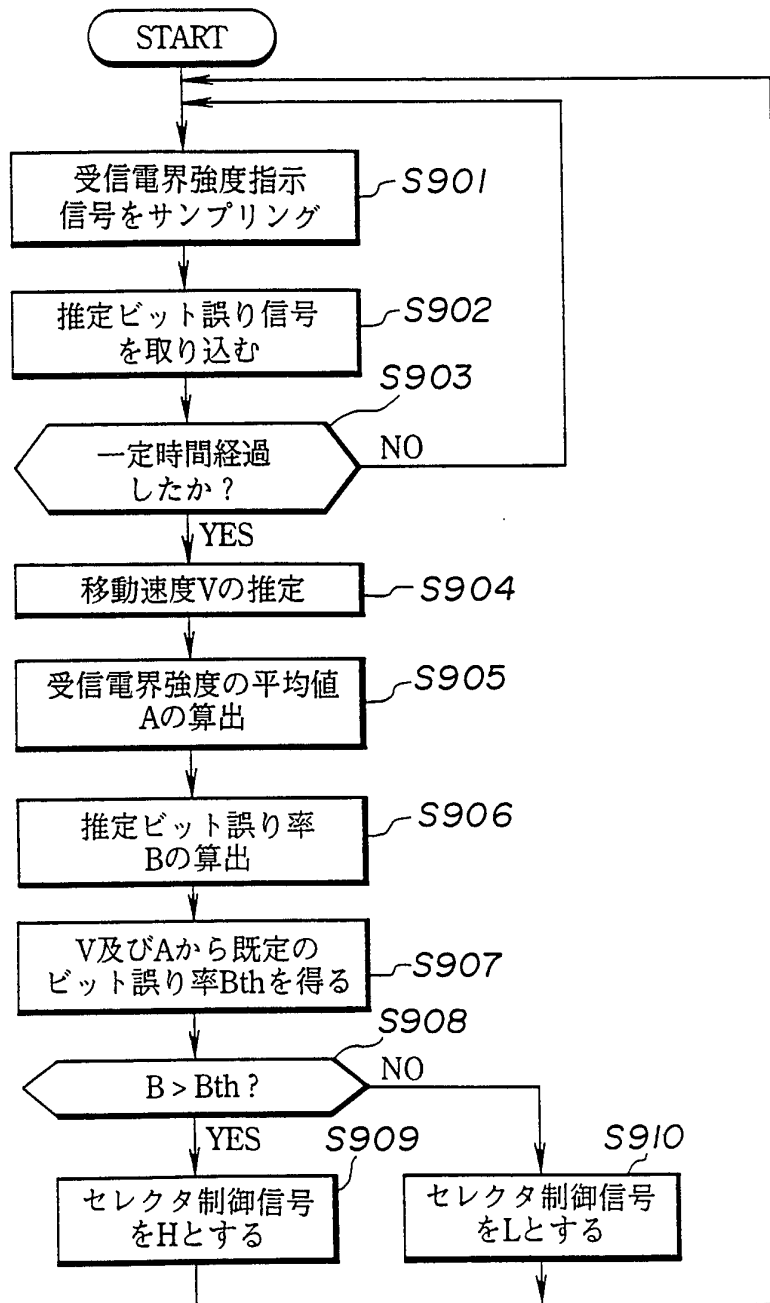


FIG.10(a)

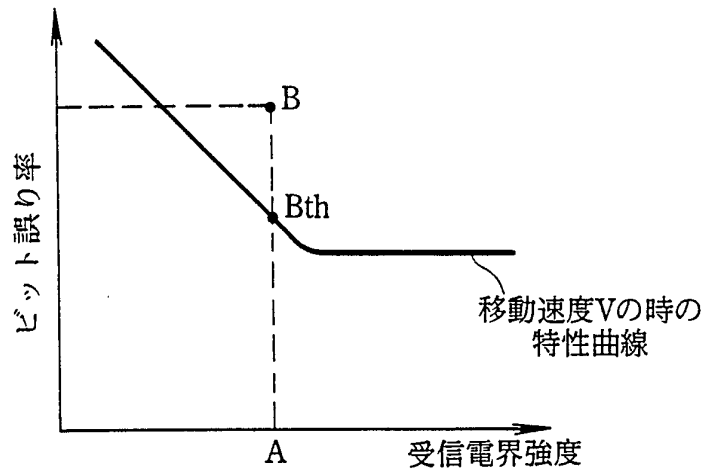


FIG.10(b)

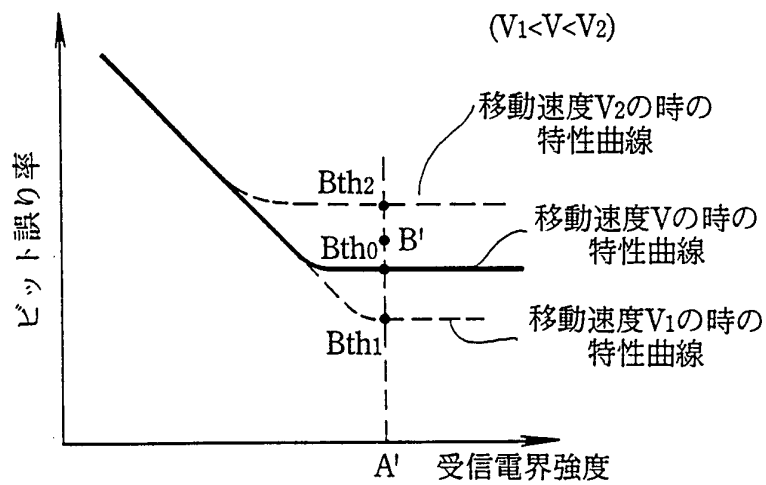
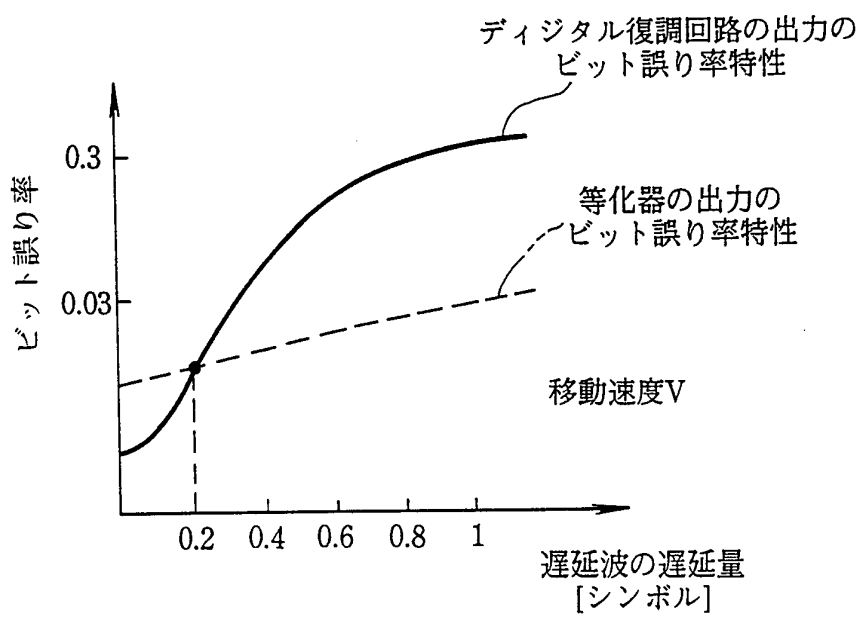


FIG.11



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP94/00988

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int. Cl⁵ H04L27/22

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int. Cl⁵ H04L27/22, H04B7/26

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho 1971 - 1993

Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971 - 1993

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X A	JP, A, 4-177947 (Toshiba Corp.), June 25, 1992 (25. 06. 92), (Family: none) Line 20, upper right column, page 5 to line 4, lower left column, page 6	1-3, 6-9, 12-14 4, 5, 10, 11, 15-19
A	JP, A, 5-37426 (Fujitsu Ltd.), February 12, 1993 (12. 02. 93), (Family: none)	4, 5, 10, 11, 15-19

 Further documents are listed in the continuation of Box C. See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier document but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

August 5, 1994 (05. 08. 94)

Date of mailing of the international search report

August 30, 1994 (30. 08. 94)

Name and mailing address of the ISA/

Japanese Patent Office

Facsimile No.

Authorized officer

Telephone No.

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))		
Int. Cl. H 04 L 27 / 22		
B. 調査を行った分野		
調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))		
Int. Cl. H 04 L 27 / 22, H 04 B 7 / 26		
最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの		
日本国実用新案公報 1971-1993年 日本国公開実用新案公報 1971-1993年		
国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)		
C. 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
X	JP, A, 4-177947 (株式会社 東芝), 25. 6月. 1992 (25. 06. 92) (ファミリーなし) 第5頁右上欄第20行-第6頁左下欄第4行	1-3, 6-9, 12-14
A		4, 5, 10, 11, 15-19
A	JP, A, 5-37426 (富士通株式会社), 12. 2月. 1993 (12. 02. 93) (ファミリーなし)	4, 5, 10, 11, 15-19
<input type="checkbox"/> C欄の続きにも文献が列挙されている。 <input type="checkbox"/> パテントファミリーに関する別紙を参照。		
* 引用文献のカテゴリー 「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの 「E」 先行文献ではあるが、国際出願日以後に公表されたもの 「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す) 「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献 「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願の日の後に公表された文献 「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの 「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの 「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの 「&」 同一パテントファミリー文献		
国際調査を完了した日	国際調査報告の発送日	
05. 08. 94	30. 08. 94	
名称及びあて先 日本国特許庁 (ISA/JP) 郵便番号100 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号	特許庁審査官 (権限のある職員) 池田敏行 印	5 K 9 2 9 7
	電話番号 03-3581-1101 内線	3558