

(19)日本国特許庁 (J P)

(12)特 許 公 報 (B 2)

(11)特許番号

特許第3273904号

(P 3 2 7 3 9 0 4)

(45)発行日 平成14年 4月15日(2002.4.15)

(24)登録日 平成14年 2月 1日(2002.2.1)

(51)Int.Cl.⁷

識別記号

F I

H04L 27/06

H04L 27/06

Z

H04B 1/10

H04B 1/10

L

請求項の数 9 (全26頁)

(21)出願番号 特願平9 - 240870

(22)出願日 平成 9年 9月 5日(1997.9.5)

(65)公開番号 特開平11 - 88450

(43)公開日 平成11年 3月30日(1999.3.30)

審査請求日 平成10年 3月25日(1998.3.25)

(73)特許権者 390014306

防衛庁技術研究本部長

東京都新宿区市谷本村町 5番 1号

(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 2番 3号

(72)発明者 平 進太郎

東京都文京区小石川 5 - 18 - 11 - 301

(72)発明者 佐藤 史生

東京都文京区白山 1 - 4 - 8 司荘 2号

(72)発明者 青野 智之

東京都千代田区丸の内二丁目 2番 3号

三菱電機株式会社内

(74)代理人 100102439

弁理士 宮田 金雄 (外 1名)

審査官 彦田 克文

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 デジタル通信受信装置

1

(57)【特許請求の範囲】

【請求項 1】 デジタル無線変調された通信信号を受信アンテナで受信し、受信機の出力信号を復調器で復調するデジタル通信受信装置において、入力信号の包絡線を検出する包絡線検波手段と、前記包絡線から包絡線の振幅値が局所的に減衰した点と判断するための閾値を求めることにより変調速度を算出し、変調速度情報を前記復調器へ出力する変調速度推定手段とを備えたことを特徴とするデジタル通信受信装置。

【請求項 2】 受信信号の包絡線を検出後に単純移動平均法を用いた雑音除去処理を行う雑音除去処理手段を備えたことを特徴とする請求項 1記載のデジタル通信受信装置。

【請求項 3】 受信信号の包絡線を検出後に適応移動平均法を用いた雑音除去処理を行う雑音除去処理手段を備

2

えたことを特徴とする請求項 1記載のデジタル通信受信装置。

【請求項 4】 受信信号の包絡線検出前に単純移動平均法を用いた雑音除去処理を行う雑音除去処理手段を備えたことを特徴とする請求項 1記載のデジタル通信受信装置。

【請求項 5】 受信信号の包絡線検出前にチェビシェフ関数を用いた周波数領域法による雑音除去処理を行うチェビシェフ多項式を用いた周波数領域処理手段を備えたことを特徴とする請求項 1記載のデジタル通信受信装置。

【請求項 6】 受信信号の包絡線検出前に S I N C 関数を用いた周波数領域法による雑音除去処理を行う S I N C 関数を用いた周波数領域処理手段を備えたことを特徴とする請求項 1記載のデジタル通信受信装置。

【請求項 7】 受信信号の包絡線検出前にバタワース多項式を用いた周波数領域法による雑音除去処理を行うバタワース多項式を用いた周波数領域処理手段を備えたことを特徴とする請求項 1 記載のデジタル通信受信装置。

【請求項 8】 受信信号の包絡線検出前に適応雑音除去手法による雑音除去処理を行う雑音除去処理手段を備えたことを特徴とする請求項 1 記載のデジタル通信受信装置。

【請求項 9】 変調速度推定後、推定結果を帯域制限フィルタ選択手段へ入力することを特徴とする請求項 1 記載のデジタル通信受信装置。

【発明の詳細な説明】

【 0 0 0 1 】

【発明の属する技術分野】この発明は、通信の分野において、受信したデジタル無線変調信号の予備知識なしに、変調時に用いられた変調速度を推定し、復調するデジタル通信受信装置に関するものである。

【 0 0 0 2 】

【従来の技術】図 2 2 は、例えば田中氏、中山氏共著『やさしいデジタル無線』（電気通信協会出版）で示された従来のデジタル通信受信装置の構成図であり、図において、1 は受信アンテナ、2 は受信アンテナ 1 に接続された受信機、3 は受信機 2 の出力信号を復調する復調器である。

【 0 0 0 3 】次に動作について説明する。受信アンテナ 1 によって受信された通信信号は、受信機 2 に入力される。次いで、受信機 2 から通信信号は、予め送受双方で定められた特定の変調速度に従い復調器 3 で復調され、通信情報が抽出される。

【 0 0 0 4 】

【発明が解決しようとする課題】従来のデジタル通信受信装置は、以上のように構成されているので、受信側は送信側から送信される通信信号の変調速度を予め知っておかなければならず、送信側が任意に変調速度を変更したり、送信側が未知の場合、受信信号を復調できない等の問題点があった。

【 0 0 0 5 】この発明は、上記のような問題点を解消するためになされたもので、受信した信号の変調速度を自動的に推定できるデジタル通信受信装置を提供することを目的とする。

【 0 0 0 6 】

【課題を解決するための手段】請求項 1 のデジタル通信受信装置は、デジタル無線変調された通信信号を受信アンテナで受信し、受信機の出力信号を復調器で復調するものにおいて、入力信号の包絡線を検出する包絡線検波手段と、包絡線から包絡線の振幅値が局所的に減衰した点と判断するための閾値を求めることにより変調速度を算出し、変調速度情報を前記復調器へ出力する変調速度推定手段とを備えたことを特徴とする。

【 0 0 0 7 】請求項 2 のデジタル通信受信装置は、請求項 1 記載のものにおいて、受信信号の包絡線を検出後に単純移動平均法を用いた雑音除去処理を行う雑音除去処理手段を備えたことを特徴とする。

【 0 0 0 8 】請求項 3 のデジタル通信受信装置は、請求項 1 記載のものにおいて、受信信号の包絡線を検出後に適応移動平均法を用いた雑音除去処理を行う雑音除去処理手段を備えたことを特徴とする。

10 【 0 0 0 9 】請求項 4 のデジタル通信受信装置は、請求項 1 記載のものにおいて、受信信号の包絡線検出前に単純移動平均法を用いた雑音除去処理を行う雑音除去処理手段を備えたことを特徴とする。

【 0 0 1 0 】請求項 5 のデジタル通信受信装置は、請求項 1 記載のものにおいて、受信信号の包絡線検出前にチェビシェフ関数を用いた周波数領域法による雑音除去処理を行うチェビシェフ多項式を用いた周波数領域処理手段を備えたことを特徴とする。

20 【 0 0 1 1 】請求項 6 のデジタル通信受信装置は、請求項 1 記載のものにおいて、受信信号の包絡線検出前に S I N C 関数を用いた周波数領域法による雑音除去処理を行う S I N C 関数を用いた周波数領域処理手段を備えたことを特徴とする。

【 0 0 1 2 】請求項 7 のデジタル通信受信装置は、請求項 1 記載のものにおいて、受信信号の包絡線検出前にバタワース多項式を用いた周波数領域法による雑音除去処理を行うバタワース多項式を用いた周波数領域処理手段を備えたことを特徴とする。

30 【 0 0 1 3 】請求項 8 のデジタル通信受信装置は、請求項 1 記載のものにおいて、受信信号の包絡線検出前に適応雑音除去手法による雑音除去処理を行う雑音除去処理手段を備えたことを特徴とする。

【 0 0 1 4 】請求項 9 のデジタル通信受信装置は、請求項 1 記載のものにおいて、変調速度推定後、推定結果を帯域制限フィルタ選択手段へ入力することを特徴とする。

【 0 0 1 5 】

【 0 0 1 6 】

【発明の実施の形態】

40 実施の形態 1 . 以下、この発明の実施の形態 1 を図について説明する。図 1 はこの発明の実施の形態 1 によるデジタル通信受信装置の変調速度推定を示す構成図である。図において、1 ~ 3 は従来の装置と全く同一のものである。4 は入力信号 $U(K)$ の包絡線 $E(K)$ を検出する包絡線検波手段、5 は検出された包絡線 $E(K)$ から変調速度を算出し、変調速度情報を復調器 3 へ出力する変調速度推定手段である。

50 【 0 0 1 7 】次に動作について図 2 のフローチャート図により説明する。入力信号 $U(K)$ は受信機 2 より出力されるデジタル化された複素信号であり、ステップ S T 1 において包絡線検波手段 4 により包絡線の時間波形

E (K) を計算し出力する。ここで、K はデジタル信号の時間を示す因子である。この包絡線の時間波形 E (K) の導出は下記の式 (1) による。式中、* は共役

$$E (K) = \sqrt{U (K) \times U (K)^*} \quad \text{----- (1)}$$

【 0 0 1 9 】次に変調速度推定手段 5 は、包絡線の時間波形 E (K) を用いて変調速度を算出する前処理としてステップ S T 2 において包絡線の時間波形の振幅値から

$$A = \frac{1}{Q} \sum_{i=1}^Q E (i) \quad \text{----- (2)}$$

Q : 平均値を算出するためのデータ数

【 0 0 2 1 】ステップ S T 3 において最大値 M を包絡線の時間波形 E (K) の振幅値で、最大の値とする。

【 0 0 2 2 】次に、包絡線の振幅値が局所的に減衰した点と判断するための閾値 T を先に求めた平均値 A と最大

$$T = A - (M - A) \times \alpha$$

【 0 0 2 4 】包絡線の時間波形 E (K) の振幅値の内、E (K) < T を満たす区間を検出する。図 3 に示す E (K) > T E (K + 1) で K = X_i とし、E (K) < T < E (K + 1) で K = Y_i となる時間点 X_i , Y_i (X_i < Y_i , [i = 1 , 2 , . . .]) を検出し、その中点

$$C_i = \frac{X_i + Y_i}{2}$$

【 0 0 2 6 】ステップ S T 6 において E (K) < T を満たす中点の系列 C_i の間隔幅 D_i (D_i = C_{i+1} - C_i) の内、最高頻度でかつ最小間隔 P を検出する。

【 0 0 2 7 】ステップ S T 7 において変調速度 B は、P

$$B = \frac{1}{P}$$

【 0 0 2 9 】変調速度推定手段 5 は、変調速度 B を復調器 3 へ出力し、復調器 3 は変調速度 B を復調諸元として利用し受信信号を復調する。

【 0 0 3 0 】また上記実施の形態では、閾値 T の算出に式 (3) を用いる方式を示したが、固定値を設定する方法でも良く、同様の効果を得ることができる。

【 0 0 3 1 】実施の形態 2 . 上記実施の形態 1 では受信信号から包絡線を検出した後、直接変調速度を算出したが、図 4 に示すように包絡線検出の後に単純移動平均法を用いた雑音除去処理を実施することにより、包絡線に生じた歪みを抑圧し、変調速度推定性能を向上することができる。

【 0 0 3 2 】以下、図 4 によりこの実施の形態 2 について説明する。図 4 において、6 は単純移動平均法を用い

$$V_2 (L) = \frac{1}{N+1} \sum_{i=L-N/2}^{L+N/2} E (i) \quad \text{----- (6)}$$

N = 単純移動平均法において平均をとるデータ数

複素数を表す。

【 0 0 1 8 】

【数 1】

算出する平均値 A を式 (2) を用いて導出する。

【 0 0 2 0 】

【数 2】

値 M を用いてステップ S T 4 において算出する。導出は下記の式 (3) による。

【 0 0 2 3 】

【数 3】

$$\text{----- (3)}$$

α : 正の定数

C_i を包絡線 E (K) の局所減衰点とする。C_i は式 (4) により導出する。

【 0 0 2 5 】

【数 4】

$$\text{----- (4)}$$

を用いて式 (5) により導出される。

【 0 0 2 8 】

【数 5】

$$\text{----- (5)}$$

た雑音除去処理手段である。

【 0 0 3 3 】次に動作について図 5 のフローチャート図により説明する。上記実施の形態 1 と同様に、ステップ S T 8 において包絡線の時間波形 E (K) を検出し、雑音除去処理手段へ入力する。ステップ S T 9 において、包絡線の時間波形 E (K) を雑音除去処理手段 6 へ通過させることにより、雑音成分の抑圧された出力 V₂

(L) を得る。ここで、時間 K は雑音除去処理手段 6 への入力を基準とし、時間 L は雑音除去処理手段 6 の出力を基準とした時間因子である。雑音除去処理手段 6 はステップ S T 9 において、例えば式 (6) に示す単純移動平均法により雑音を抑圧することができる。

【 0 0 3 4 】

【数 6】

【 0 0 3 5 】ステップ S T 1 0 から S T 1 5 において、実施の形態 1 におけるステップ S T 2 から S T 7 と同様の変調速度算出を行う。

【 0 0 3 6 】これにより、包絡線の時間波形に生じた振幅値の歪みが抑圧され、歪みにより誤って検出してしまいう伝送データのシンボルの変化点を検出せずに測定することができる。

【 0 0 3 7 】実施の形態 3 . 実施の形態 2 では受信信号から包絡線を検出した後、単純移動平均法を用いて包絡線に生じた歪みを抑圧し、直接変調速度を算出したが、

【 0 0 3 8 】以下、図 6 によりこの実施の形態 3 について説明する。図 6 において、6 は適応雑音除去法を用い

$$V_3(L) = \sum_{i=1}^h X_i(K) E(K+i-1) \text{ ----- (7)}$$

h : 適応雑音除去処理におけるタップ数

X_i(K) : タップ係数

【 0 0 4 1 】式 (7) のタップ係数は時間と共に、式 (8) に従い更新される。

$$X_L(i) = X_{L-1}(i) + 2 \mu \varepsilon^* E(i) \text{ ----- (8)}$$

μ : ステップサイズパラメータ(定義)

ε* : 入力信号と出力信号の差の共役複素数

【 0 0 4 3 】ステップ S T 1 8 から S T 2 3 において、実施の形態 1 と同様の変調速度算出を行う。

【 0 0 4 4 】これにより、包絡線の時間波形に生じた振幅値の歪みが抑圧され、歪みにより誤って検出してしまいう伝送データのシンボルの変化点を検出せずに測定することができる。

【 0 0 4 5 】また、実施の形態 3 では雑音除去処理手段に最小 2 乗法のアルゴリズムを用いた場合について説明したが、Wiener フィルタや S E R (S e q u e n t i a l - R e g r e s s i o n) アルゴリズムであっても良く、実施の形態 3 と同様の効果を得ることができる。

【 0 0 4 6 】実施の形態 4 . 実施の形態 2 では受信信号から包絡線を検出した後に単純移動平均法を用いた雑音除去処理を実施したが、図 8 に示すように包絡線検出の前に単純移動平均法を用いた雑音除去処理を実施することにより、受信信号に付加された雑音を抑圧し、変調速

$$V_4(L) = \frac{1}{N+1} \sum_{i=L-(N/2)}^{L+(N/2)} U(i) \text{ ----- (9)}$$

N : 単純移動平均化法において平均をとるデータ数

【 0 0 5 0 】ステップ S T 2 6 から S T 3 1 において、実施の形態 1 と同様の変調速度算出を行う。

た雑音除去処理手段である。

【 0 0 3 9 】次に動作について図 7 のフローチャート図により説明する。実施の形態 1 同様に、ステップ S T 1 6 において包絡線の時間波形 E (K) を検出し、雑音除去手段 6 へ入力する。ステップ S T 1 7 において、包絡線の時間波形 E (K) を雑音除去手段 6 へ通過させることにより、雑音成分の抑圧された出力 V₃ (L) を得る。ここで、時間 K は雑音除去手段 6 への入力を基準とし、時間 L は雑音除去手段 6 の出力を基準とした時間因子である。適応雑音除去法を用いた雑音除去手段 6 はステップ S T 1 7 において、例えば式 (7) に示す最小 2 乗法により歪みを抑圧することができる。

【 0 0 4 0 】

【数 7】

【 0 0 4 2 】

【数 8】

度推定性能を向上することができる。

【 0 0 4 7 】以下、図 8 により実施の形態 4 について説明する。雑音除去処理手段 6 が包絡線検波手段 4 の前に設けられている。

【 0 0 4 8 】次に動作について図 9 のフローチャート図により説明する。ステップ S T 2 4 において、入力信号 U (K) を単純移動平均化処理手段 6 へ通過させることにより、雑音成分の抑圧された出力 V₄ (L) を得る。ここで、時間 K は単純移動平均化処理手段 6 への入力を基準とし、時間 L は単純移動平均化処理手段 6 の出力を基準とした時間因子である。ステップ S T 2 5 において包絡線の時間波形 E₀ (L) を検出し、変調速度推定手段へ入力する。雑音除去処理手段 6 はステップ S T 2 4 における、例えば式 (9) に示す単純移動平均化法により雑音を抑圧することができる。

【 0 0 4 9 】

【数 9】

【 0 0 5 1 】これにより、包絡線の時間波形に付加された雑音による振幅値の変動が抑圧され、雑音の影響によ

り誤って検出してしまふ伝送データのシンボルの変化点を検出せず測定することができる。

【 0 0 5 2 】 実施の形態 5 . 実施の形態 3 では受信信号から包絡線を検出した後に最小 2 乗法を用いた雑音除去処理を実施したが、図 1 0 に示すように包絡線検出の前にチェビシェフ関数を用いた周波数領域法による雑音除去処理を実施することにより、受信信号に付加された雑音を抑圧し、変調速度推定性能を向上することができる。

【 0 0 5 3 】 以下、図 1 0 により実施の形態 5 について 10 説明する。図 1 0 において、7 はフーリエ変換手段、8

$$| C_h(R) |^2 = \frac{1}{1 + Z^2 C_n^2 \left[\frac{R}{C} \right]} \quad \text{----- (10)}$$

Z : 正の定数
C : カットオフ周波数

【 0 0 5 6 】 式 (1 0) の C_n は、多項式で表され、式 (1 1) で得る。

$$C_n(x) = \cos(n \cdot \cos^{-1}x) \quad \text{----- (11)}$$

n : チェビシェフ多項式の次数

【 0 0 5 8 】 ステップ S T 3 3 において、フーリエ変換により受信信号を周波数帯域へ変換した F (R) を得る。ステップ S T 3 4 において、チェビシェフ多項式を用いた周波数領域処理手段へ通過させることにより、雑音成分の抑圧された G₀ (R) を得る。

$$G_0(R) = C_h(R) \times F(R)$$

【 0 0 6 1 】 ステップ S T 3 5 において、逆フーリエ変換により時間領域へ変換した波形 V₀ (L) を得る。ステップ S T 3 6 から S T 4 2 においては、実施の形態 1 と同様の変調速度算出を行う。

【 0 0 6 2 】 これにより、包絡線の時間波形に付加された雑音による振幅値の変動が抑圧され、雑音の影響により誤って検出してしまふ伝送データのシンボルの変化点を検出せず測定することができる。

【 0 0 6 3 】 また、実施の形態 5 ではチェビシェフ多項式の次数を変えた場合についても、実施の形態 5 と同様の効果を得ることができる。

【 0 0 6 4 】 実施の形態 6 . 実施の形態 5 では受信信号から包絡線を検出する前にチェビシェフ関数を用いた周波数領域法による雑音除去処理を実施したが、図 1 2 に

$$S(k) = \frac{\sin(k)}{k} \quad \text{----- (13)}$$

【 0 0 6 8 】 ステップ S T 4 4 において、フーリエ変換により入力信号を周波数帯域へ変換した波形 F (R) 、 S I N C 関数を周波数帯域へ変換した波形 W₁ (R) を得る。ステップ S T 4 5 において、S I N C 関数を用いた周波数領域処理手段へ通過させることにより、雑音成分の抑圧された出力 G₁ (R) を得る。ここで、時間 L はフーリエ変換処理手段への入力を基準とした時間因子 50

はチェビシェフ関数生成手段、9 はチェビシェフ多項式を用いた周波数領域処理手段、1 0 は逆フーリエ変換手段である。

【 0 0 5 4 】 次に動作について図 1 1 のフローチャート図により説明する。ステップ S T 3 2 において、チェビシェフ多項式 C_n (R) を得る。ここで、R は周波数因子である。チェビシェフ多項式 C_n (R) は、式 (1 0) で得る。

【 0 0 5 5 】
【 数 1 0 】

【 0 0 5 7 】
【 数 1 1 】

【 0 0 5 9 】 チェビシェフ多項式を用いた周波数領域処理手段 9 はステップ S T 3 4 における、例えば式 (1 2) により雑音を抑圧することができる。

【 0 0 6 0 】
【 数 1 2 】

示すように包絡線検出の前に S I N C 関数を用いた周波数領域法による雑音除去処理を実施することにより、受信したデジタル信号から雑音を除去し、変調速度推定性能を向上することができる。

【 0 0 6 5 】 以下、図 1 2 により実施の形態 6 の発明について説明する。図 1 2 において、1 1 は S I N C 関数生成手段、1 2 は S I N C 関数を用いた周波数領域処理手段である。

【 0 0 6 6 】 次に動作について図 1 3 のフローチャート図により説明する。ステップ S T 4 3 において、S I N C 関数 S (K) を得る。S I N C 関数 S (K) を式 (1 3) に示す。

【 0 0 6 7 】
【 数 1 3 】

で、周波数 R はフーリエ変換処理手段の出力を基準とした周波数因子である。S I N C 関数を用いた周波数領域処理手段はステップ S T 4 5 における、例えば式 (1 4) により雑音を抑圧することができる。

【 0 0 6 9 】
【 数 1 4 】

$$G_1(R) = W_1(R) \times F(R)$$

----- (14)

【 0 0 7 0 】ステップ S T 4 6 において、逆フーリエ変換により時間領域へ変換した波形 $V_6(L)$ を得る。ステップ S T 4 8 から S T 5 3 においては、実施の形態 1 と同様の変調速度算出を行う。

【 0 0 7 1 】これにより、包絡線の時間波形に付加された雑音による振幅値の変動が抑圧され、雑音の影響により誤って検出してしまう伝送データのシンボルの変化点を検出せずに測定することができる。

【 0 0 7 2 】実施の形態 7 . 実施の形態 6 では受信信号から包絡線を検出する前に S I N C 関数を用いた周波数領域法による雑音除去処理を実施したが、図 1 4 に示すように包絡線検出の前にパタワース多項式を用いた周波数領域法による雑音除去処理を実施することにより、受

$$|B(R)|^2 = \frac{1}{1 + \left(\frac{R}{C}\right)^{2D}}$$

C : カットオフ周波数
D : パタワース多項式の次数
R : 周波数因子

----- (15)

【 0 0 7 6 】ステップ S T 5 5 において、フーリエ変換により受信信号を周波数帯域へ変換した波形 $F(R)$ 、を得る。ステップ S T 5 6 において、パタワース多項式を用いた周波数領域処理手段 1 4 へ通過させることにより、雑音成分の抑圧された出力 $G_2(R)$ を得る。パタ

$$G_2(R) = B(R) \times F(R)$$

信したデジタル信号から雑音を除去し、変調速度推定性能を向上することができる。

【 0 0 7 3 】以下、図 1 4 によりこの実施の形態 7 について説明する。図 1 4 において、1 3 はパタワース関数生成手段、1 4 はパタワース多項式を用いた周波数領域処理手段である。

10 【 0 0 7 4 】次に動作について図 1 5 のフローチャート図により説明する。ステップ S T 5 4 において、パタワース多項式 $B(R)$ を得る。パタワース多項式 $B(R)$ は、式 (1 5) で得る。

【 0 0 7 5 】

【数 1 5 】

ワース多項式を用いた周波数領域処理手段はステップ S T 5 6 における、例えば式 (1 6) により雑音を抑圧することができる。

【 0 0 7 7 】

【数 1 6 】

----- (16)

【 0 0 7 8 】ステップ S T 5 7 において、逆フーリエ変換により時間領域へ変換した波形 $V_7(L)$ を得る。ステップ S T 5 8 から S T 6 4 においては、実施の形態 1 と同様の変調速度算出を行う。

【 0 0 7 9 】これにより、包絡線の時間波形に付加された雑音による振幅値の変動が抑圧され、雑音の影響により誤って検出してしまう伝送データのシンボルの変化点を検出せずに測定することができる。

【 0 0 8 0 】また、実施の形態 7 ではパタワース多項式の次数を変えた場合についても、実施の形態 7 と同様の効果を得ることができる。

【 0 0 8 1 】実施の形態 5 から実施の形態 7 において、周波数領域法の手段として、パタワース多項式、S I N C 関数、チェビシェフ関数を用いた場合について説明したが、矩形フィルタ等の他のデジタルフィルタを用いても良く、実施の形態 5 から実施の形態 7 と同様の効果を得ることができる。

30 【 0 0 8 2 】実施の形態 8 . 実施の形態 7 では受信信号から包絡線を検出する前に周波数領域法を用いた雑音除去処理を実施したが、図 1 6 に示すように包絡線検出の前に適応雑音除去手法による雑音除去処理を実施することにより、受信したデジタル信号から雑音を除去し、変調速度推定性能を向上することができる。

40 【 0 0 8 3 】次に動作について図 1 7 のフローチャート図により説明する。ステップ S T 6 5 において、入力信号 $U(K)$ を雑音除去手段 6 へ通過させることにより、雑音成分の抑圧された出力 $V_8(L)$ を得る。ここで、時間 K は雑音除去手段 6 への入力を基準とし、時間 L は雑音除去手段 6 への入力を基準とした時間因子である。雑音除去手段 6 は、例えば式 (1 7) に示す最小 2 乗法により雑音を抑圧することができる。

【 0 0 8 4 】

【数 1 7 】

13

14

$$V_0(L) = \sum_{i=1}^h X_i(K) U(K+i-1) \quad \text{----- (17)}$$

h : 適応雑音除去処理におけるタップ数

X_i(K) : タップ係数

【 0 0 8 5 】 式 (1 7) のタップ係数は時間と共に、式 【 0 0 8 6 】
 (1 8) に従い更新される。 【 数 1 8 】

$$X_L(i) = X_{L-1}(i) + 2\mu\varepsilon^* U(i) \quad \text{----- (18)}$$

μ : ステップサイズパラメータ(定数)

ε* : 入力信号と出力信号の差の共役複素数

【 0 0 8 7 】 ステップ S T 6 7 から S T 7 2 において
は、実施の形態 1 と同様の変調速度算出を行う。

【 0 0 8 8 】 これにより、包絡線の時間波形に付加され
た雑音による振幅値の変動が抑圧され、雑音の影響によ
り誤って検出してしまふ伝送データのシンボルの変化点
を検出せずに測定することができる。

【 0 0 8 9 】 また、実施の形態 8 では雑音除去処理手段
に最小 2 乗法のアルゴリズムを用いた場合について説明
したが、Wiener フィルタや S E R (S e q u e n t i a l - R e g r e s s i o n)
アルゴリズムであっても良く、実施の形態 8 と同様の効果を得ることができ
る。

【 0 0 9 0 】 実施の形態 9 . 実施の形態 1 では変調速度
推定後、推定結果を復調器へのみ入力していたが、推定
結果を帯域制限フィルタ選択手段へ入力し、帯域制限フ
ィルタの選択要因として用い、その結果をもとに受信信
号を最適な帯域制限フィルタに通過させることにより復
調性能を向上することができる。但し、入力信号が F S
K (F r e q u e n c y S h i f t K e y i n g)
変調波〔周波数変調波〕の場合においては、占有帯域幅
は変調度に依存するため、変調速度からは推定できな
い。従って、本実施の形態から入力信号が F S K 変調波
の場合を除外する。

【 0 0 9 1 】 以下、図 1 8 により実施の形態 9 について
説明する。図 1 8 において、1 5 は帯域制限フィルタ選
択手段である。

【 0 0 9 2 】 次に動作について図 1 9 のフローチャート
図により説明する。ステップ S T 7 3 から S T 7 5 にお

$$M = \frac{W}{V}$$

【 0 0 9 7 】

【 発明の効果 】 この発明によれば、入力信号から算出し
た包絡線に現れる伝送データのシンボルの変化点から変
調速度を推定できるように構成したので、送信側からの
変調速度情報がなくても、変調速度を得ることができ

いては、実施の形態 1 と同様の処理を行っている。ステ
ップ S T 7 5 にて推定した変調速度を基に S T 7 6 では
入力信号の占有帯域を推定する。ステップ S T 7 7 にて
推定した占有帯域に応じた帯域制限フィルタを S T 7 8
にて採用することで入力信号に混在している雑音を効果
的に除去することができ、復調能力を向上させることが
できる。

【 0 0 9 3 】 実施の形態 1 0 . 実施の形態 1 では、受信
信号から直接変調速度を推定していたが、スペクトラム
・アナライザ等の測定器を用いることで入力信号の概略
占有帯域幅を推定することができるため、F S K 変調波
の場合においては、変調速度推定結果から変調速度を推定
することができる。

【 0 0 9 4 】 以下、図 2 0 によりこの実施の形態 1 0 に
ついて説明する。図 2 0 において、1 6 は占有帯域幅推
定手段、1 7 は変調度推定手段である。

【 0 0 9 5 】 次に動作について図 2 1 のフローチャート
図により説明する。ステップ S T 7 9 にて受信した入力
信号に対して、S T 8 0 及び S T 8 1 にてそれぞれ処理
を行う。ステップ S T 8 0 において、スペクトラム・ア
ナライザ等を用いて周波数スペクトルから概略の占有帯
域幅 : W [H z] を推定する。ステップ S T 8 1 から S
T 8 2 においては、実施の形態 1 と同様の処理を行い変
調速度 : V [b a u d] を推定する。ステップ S T 8 3
において、式 (1 9) から変調度 : M を推定できる。

【 0 0 9 6 】
【 数 1 9 】

$$\text{----- (19)}$$

る。

【 図面の簡単な説明 】

【 図 1 】 この発明の実施の形態 1 によるデジタル通
信受信装置の構成図である。

【 図 2 】 この発明の実施の形態 1 によるデジタル通

信受信装置の動作を示すフローチャート図である。

【図 3】 この発明の実施の形態 1 によるデジタル通信受信装置の伝送データのシンボルの変化点を表す図である。

【図 4】 この発明の実施の形態 2 によるデジタル通信受信装置の構成図である。

【図 5】 この発明の実施の形態 2 によるデジタル通信受信装置の動作を示すフローチャート図である。

【図 6】 この発明の実施の形態 3 によるデジタル通信受信装置の構成図である。

【図 7】 この発明の実施の形態 3 によるデジタル通信受信装置の動作を示すフローチャート図である。

【図 8】 この発明の実施の形態 4 によるデジタル通信受信装置の構成図である。

【図 9】 この発明の実施の形態 4 によるデジタル通信受信装置の動作を示すフローチャート図である。

【図 10】 この発明の実施の形態 5 によるデジタル通信受信装置の構成図である。

【図 11】 この発明の実施の形態 5 によるデジタル通信受信装置の動作を示すフローチャート図である。

【図 12】 この発明の実施の形態 6 によるデジタル通信受信装置の構成図である。

【図 13】 この発明の実施の形態 6 によるデジタル通信受信装置の動作を示すフローチャート図である。

【図 14】 この発明の実施の形態 7 によるデジタル通信受信装置の構成図である。

【図 15】 この発明の実施の形態 7 によるデジタル

通信受信装置の動作を示すフローチャート図である。

【図 16】 この発明の実施の形態 8 によるデジタル通信受信装置の構成図である。

【図 17】 この発明の実施の形態 8 によるデジタル通信受信装置の動作を示すフローチャート図である。

【図 18】 この発明の実施の形態 9 によるデジタル通信受信装置の構成図である。

【図 19】 この発明の実施の形態 9 によるデジタル通信受信装置の動作を示すフローチャート図である。

10 【図 20】 この発明の実施の形態 10 によるデジタル通信受信装置の構成図である。

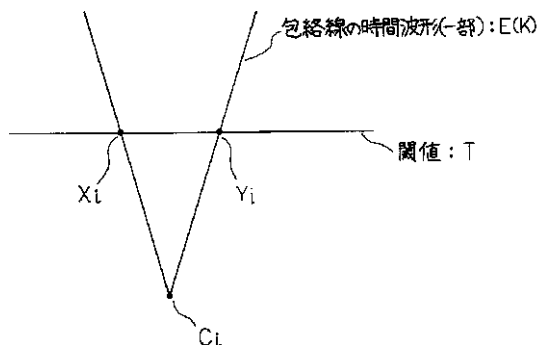
【図 21】 この発明の実施の形態 10 によるデジタル通信受信装置の動作を示すフローチャート図である。

【図 22】 従来のデジタル通信受信装置の構成図である。

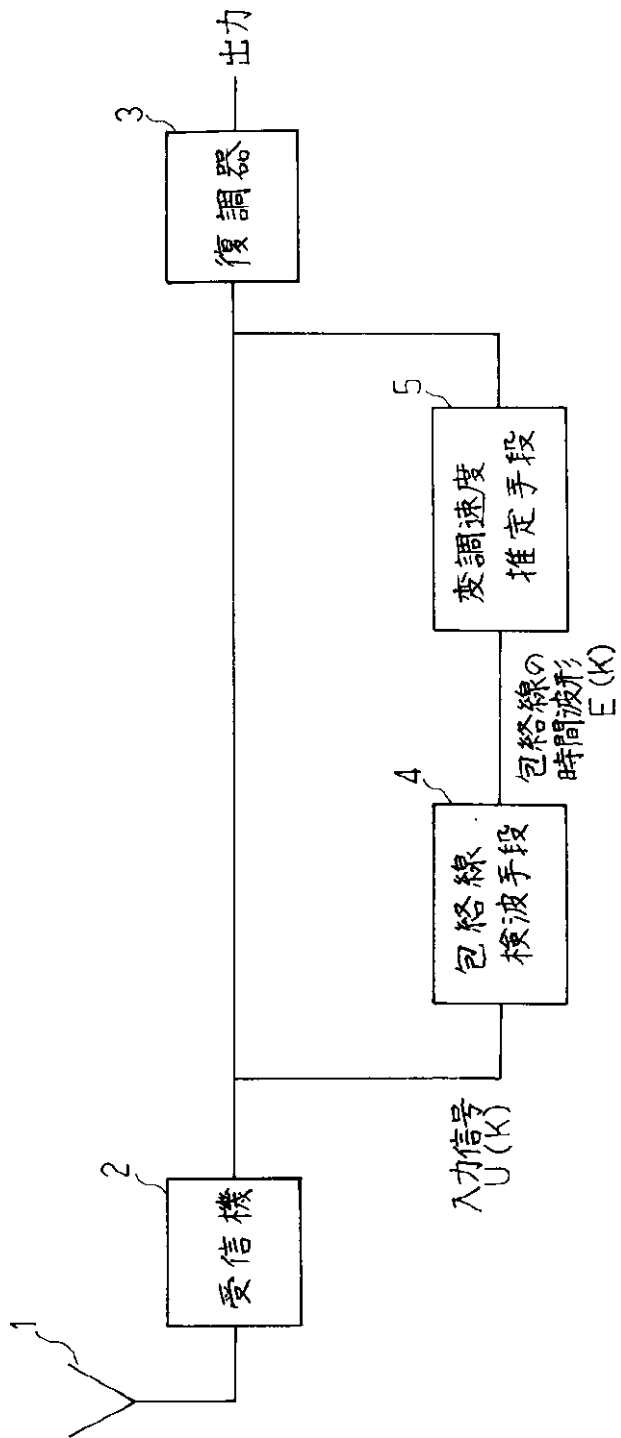
【符号の説明】

- 1 受信アンテナ、2 受信機、3 復調器、4 包絡線検波手段、5 変調速度推定手段、6 雑音除去手段、7 フーリエ変換手段、8 チェビシェフ関数生成手段、9 チェビシェフ多項式を用いた周波数領域処理手段、10 逆フーリエ変換手段、11 SINC 関数生成手段、12 SINC 関数を用いた周波数領域処理手段、13 パタワース関数生成手段、14 パタワース多項式を用いた周波数領域処理手段、15 帯域制限フィルタ選択手段、16 占有帯域幅推定手段、17 変調推定手段。

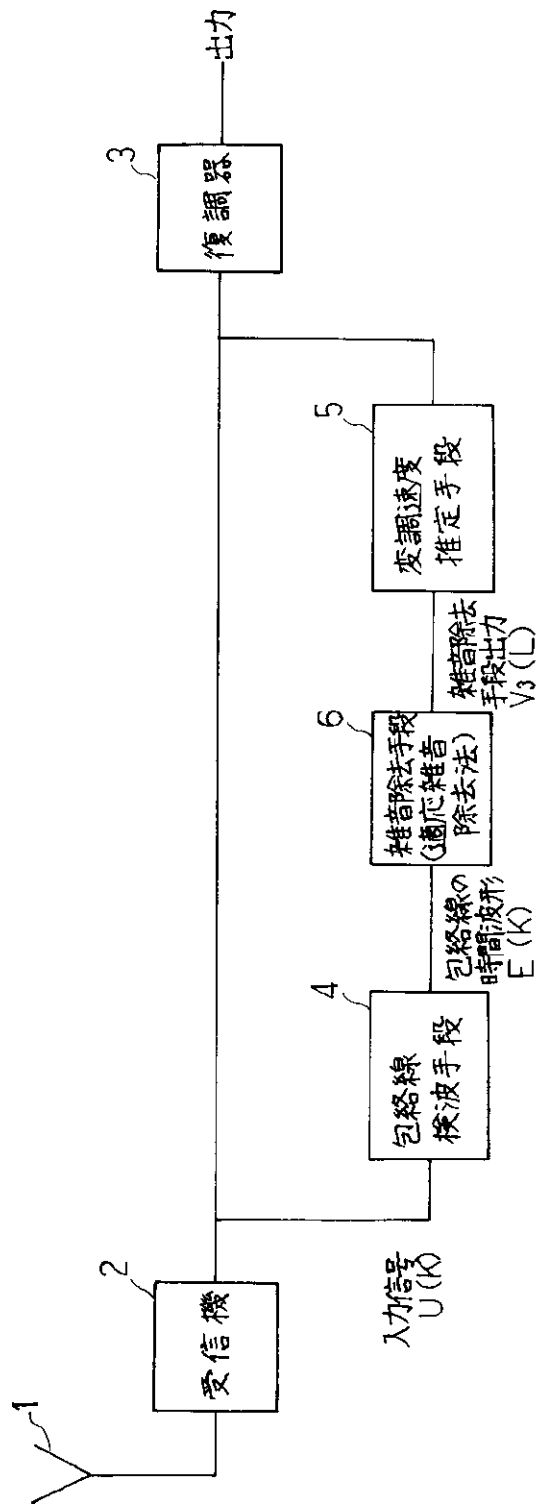
【図 3】



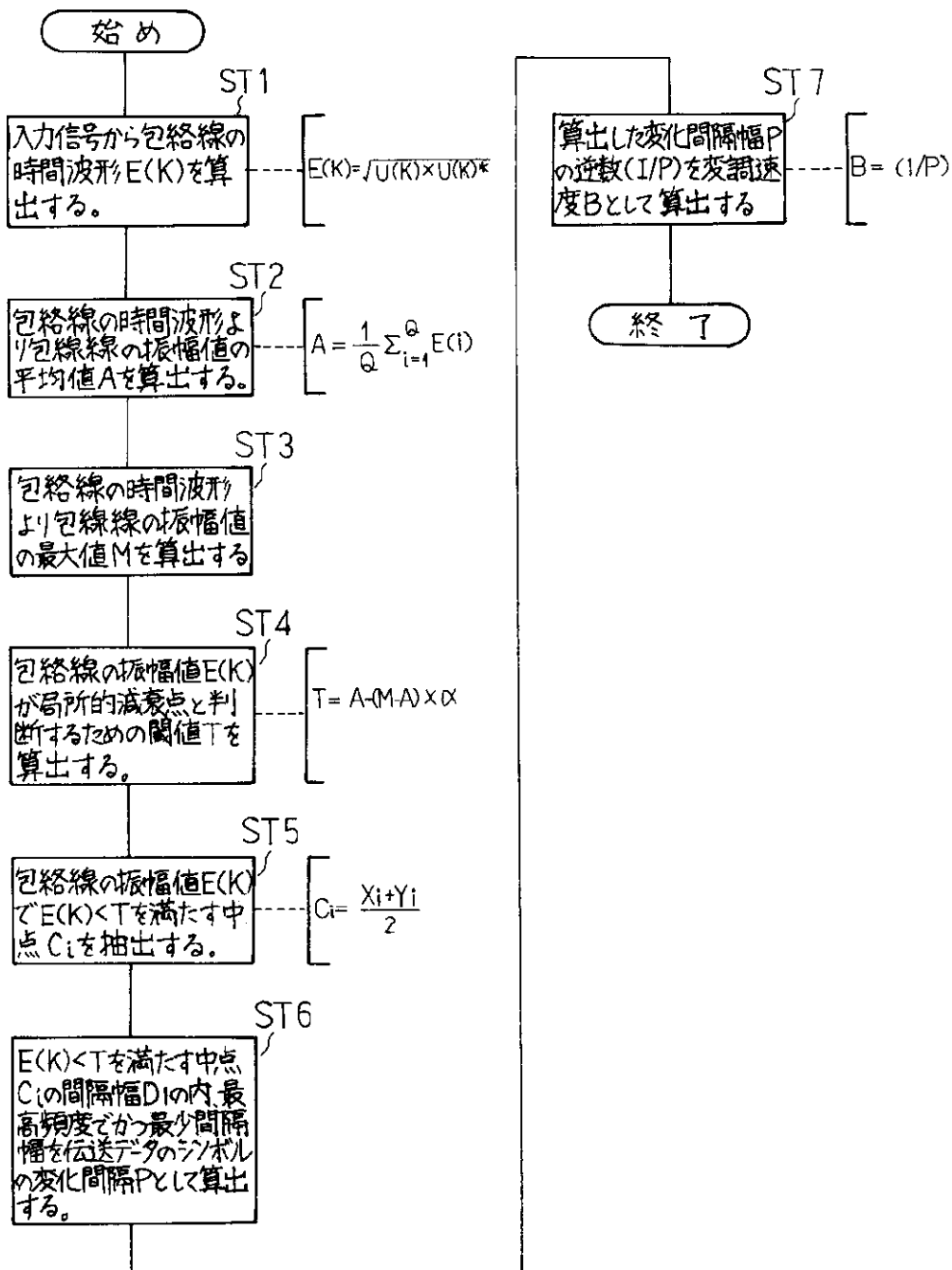
【 図 1 】



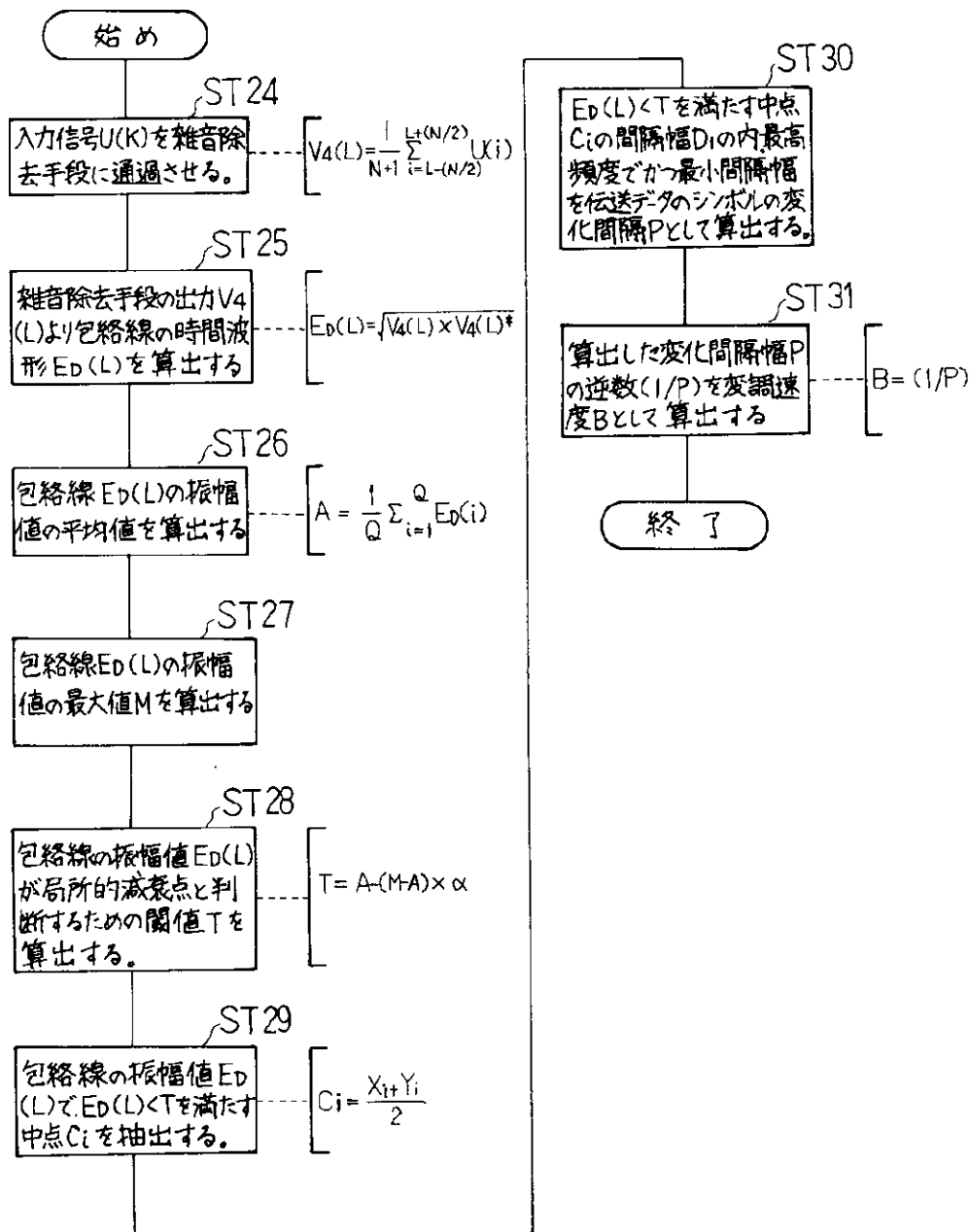
【 図 6 】



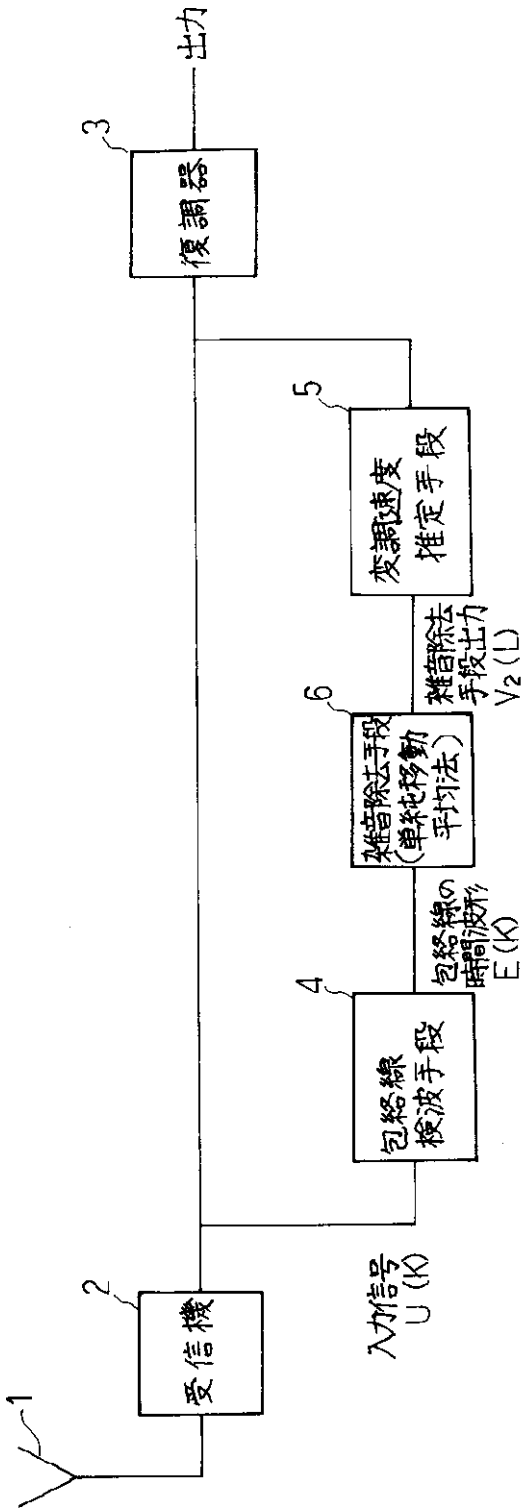
【 図 2 】



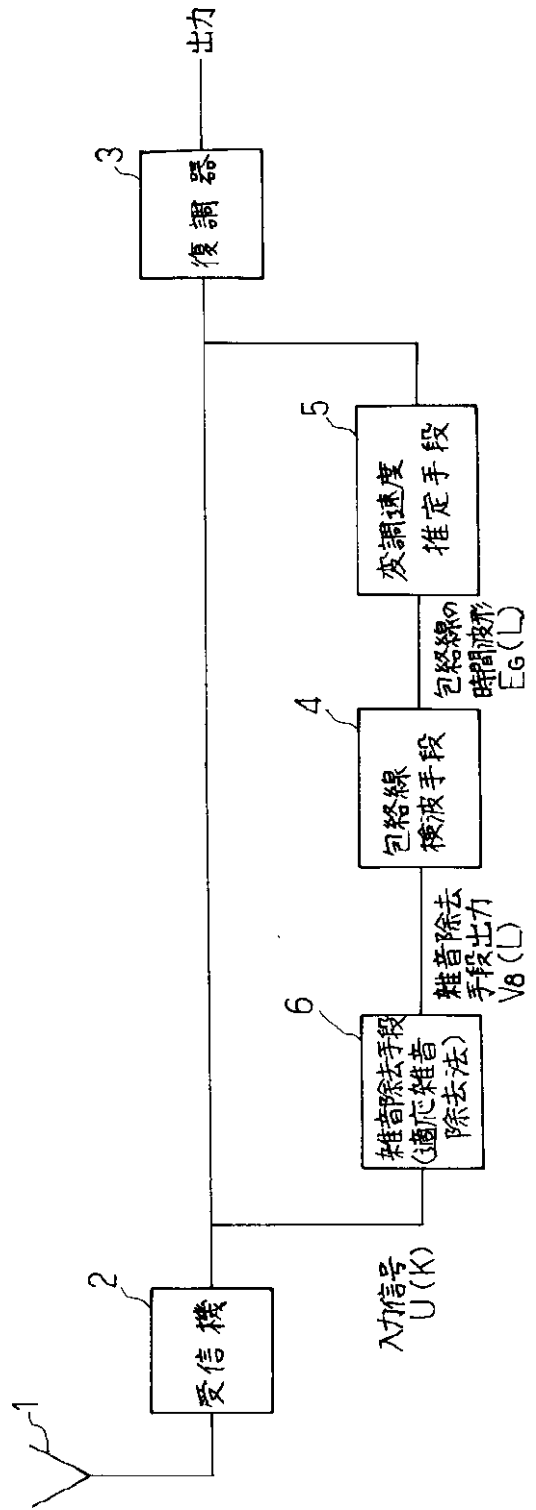
【 図 9 】



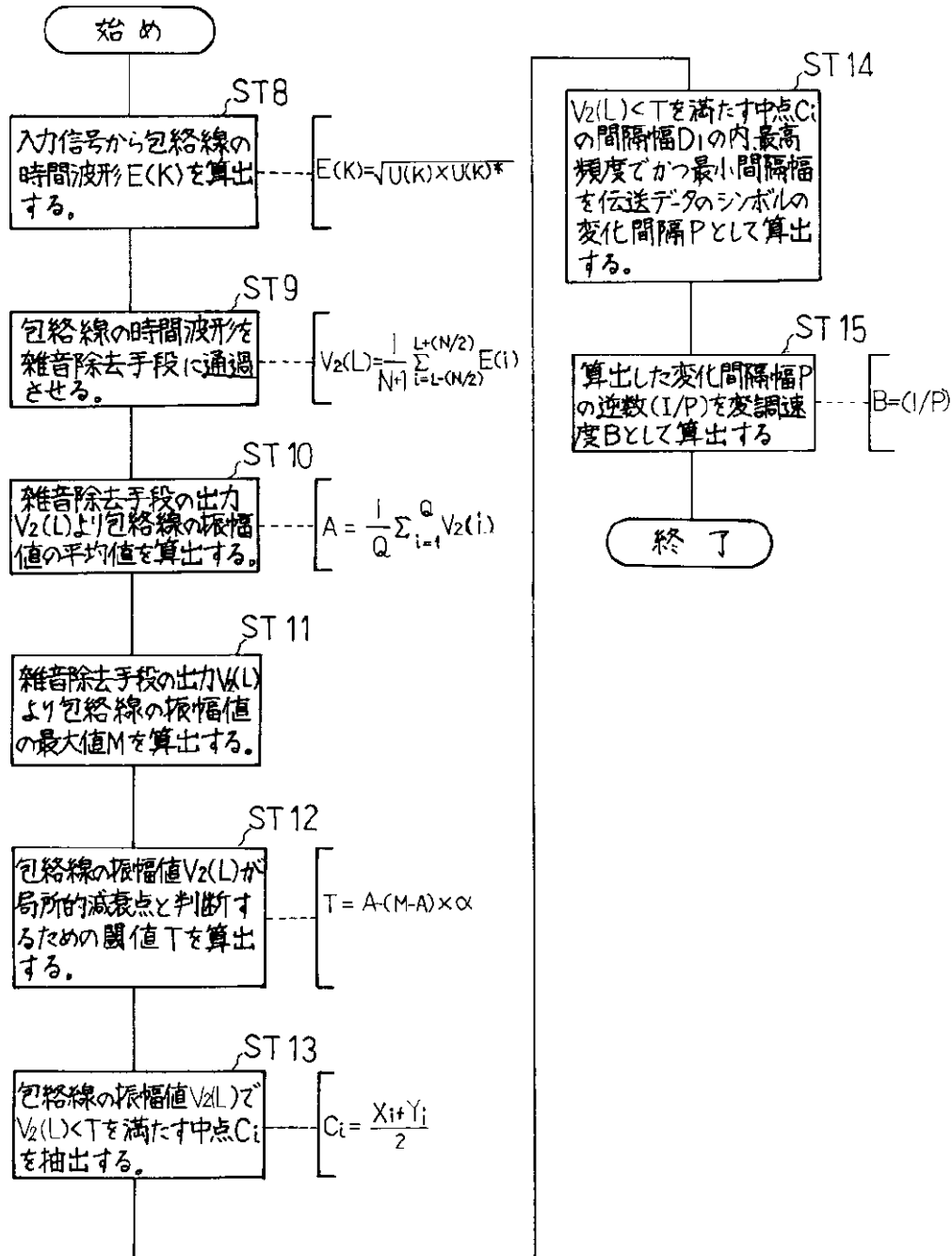
【図4】



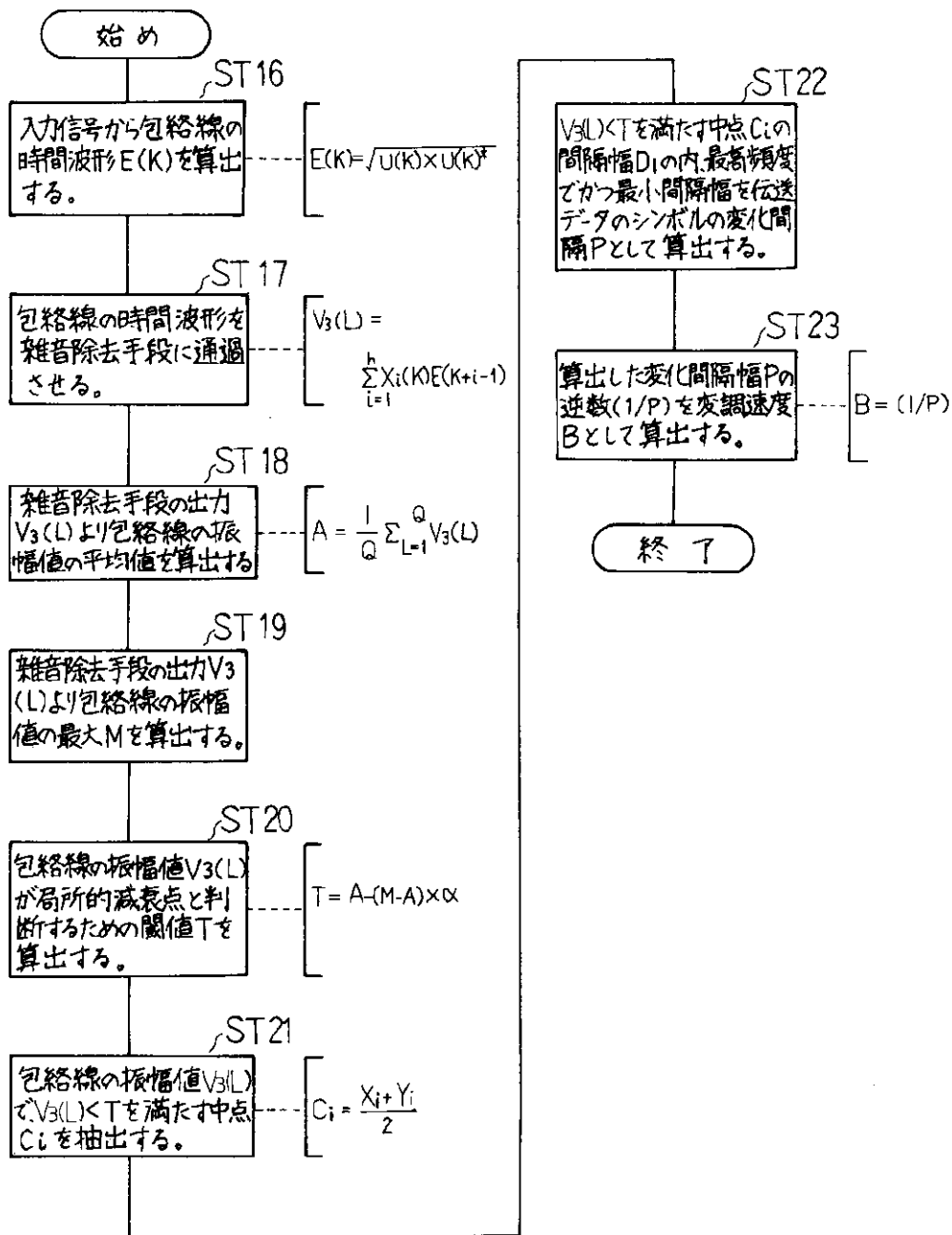
【図16】



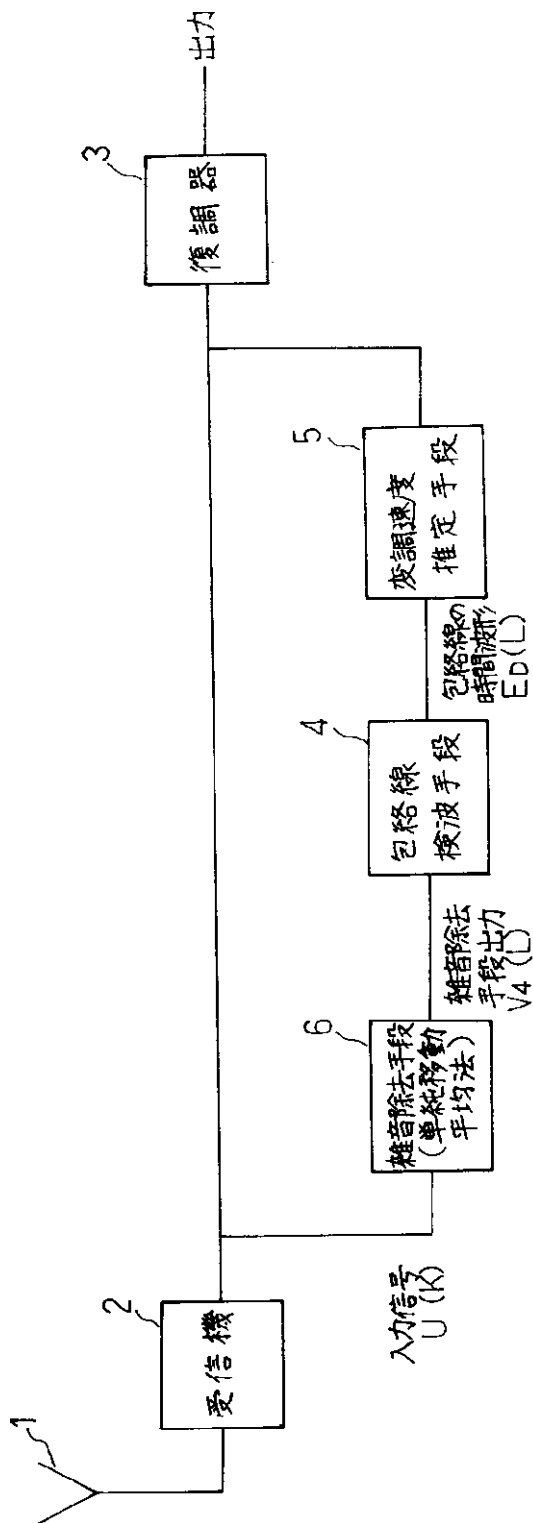
【 図 5 】



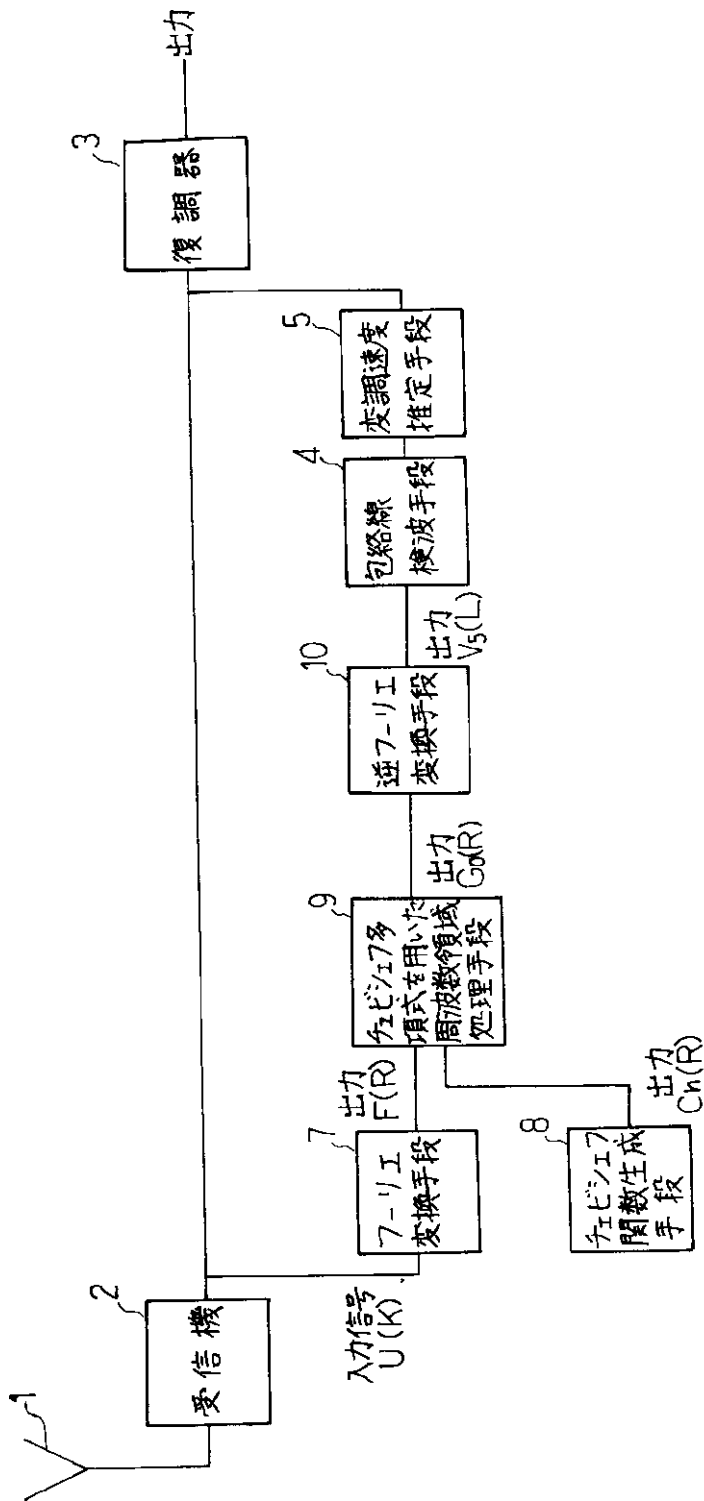
【 図 7 】



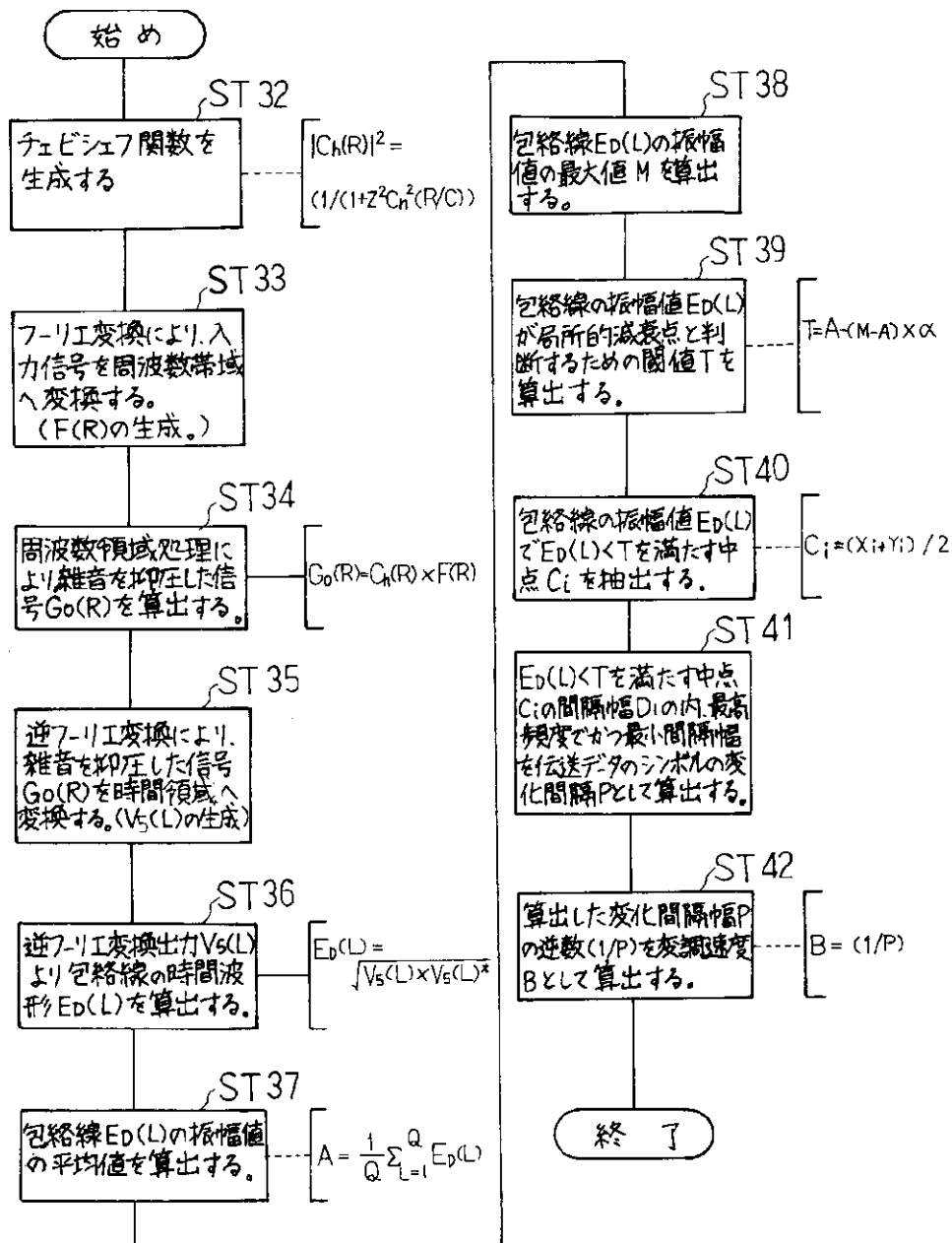
【 図 8 】



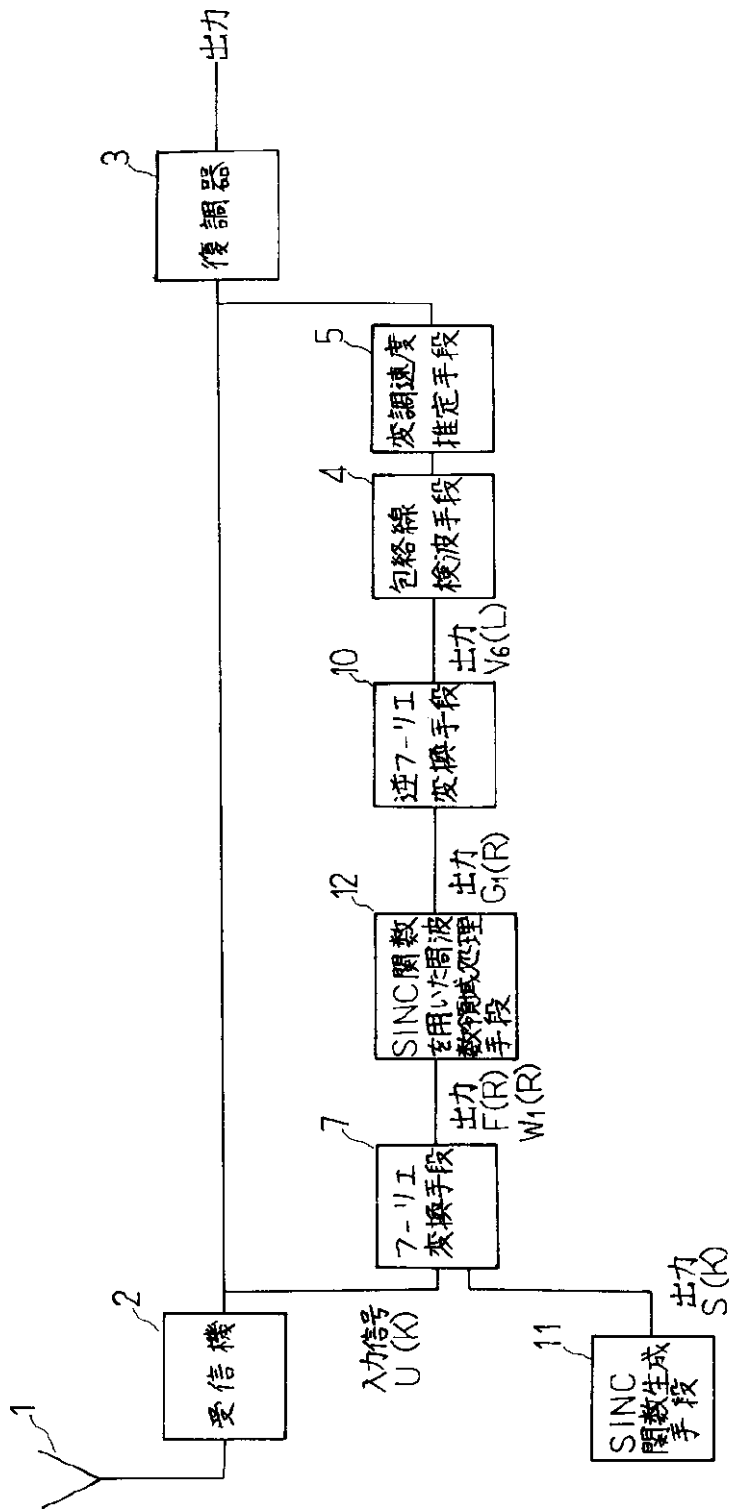
【 図 1 0 】



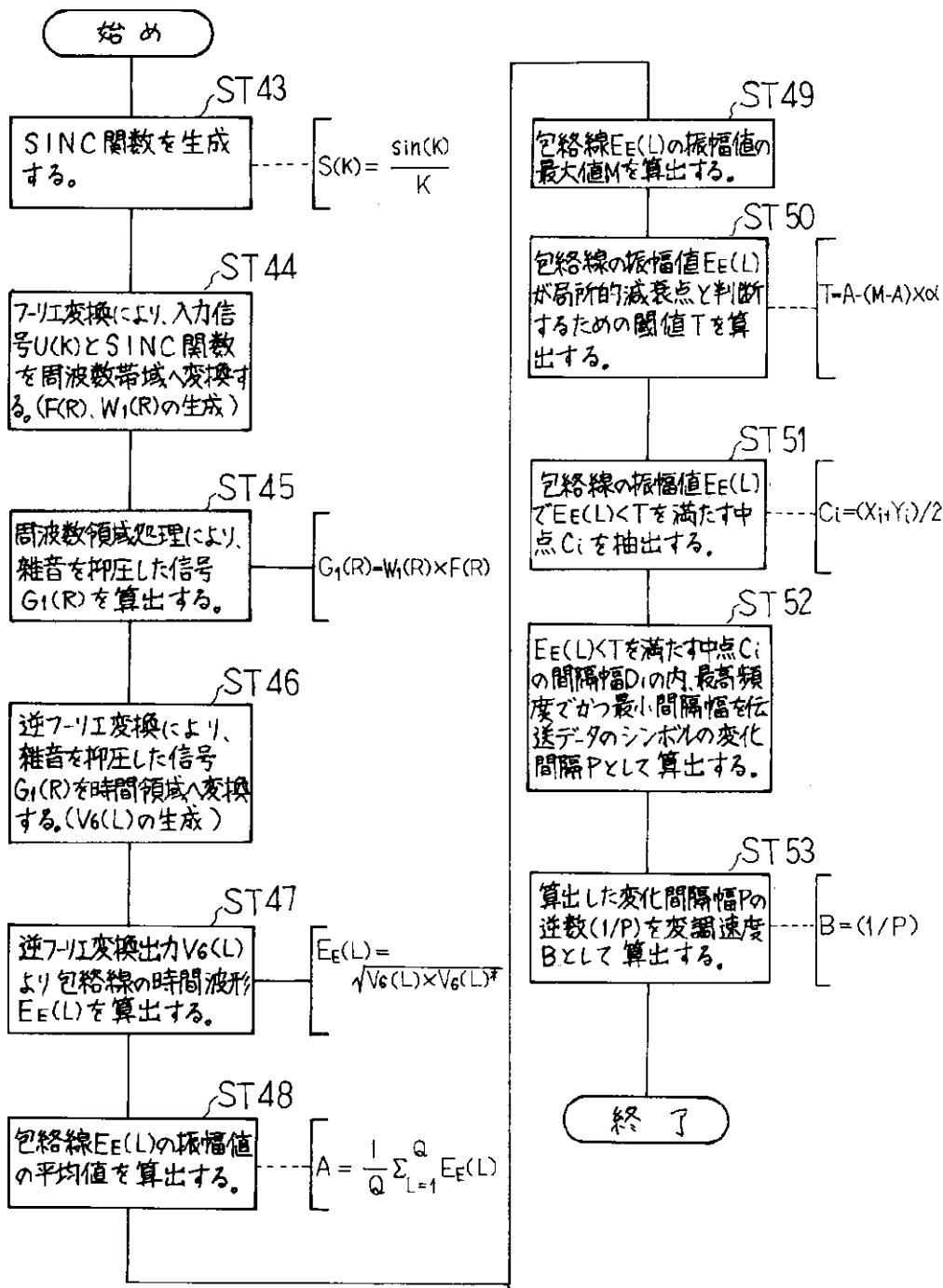
【 図 1 1 】



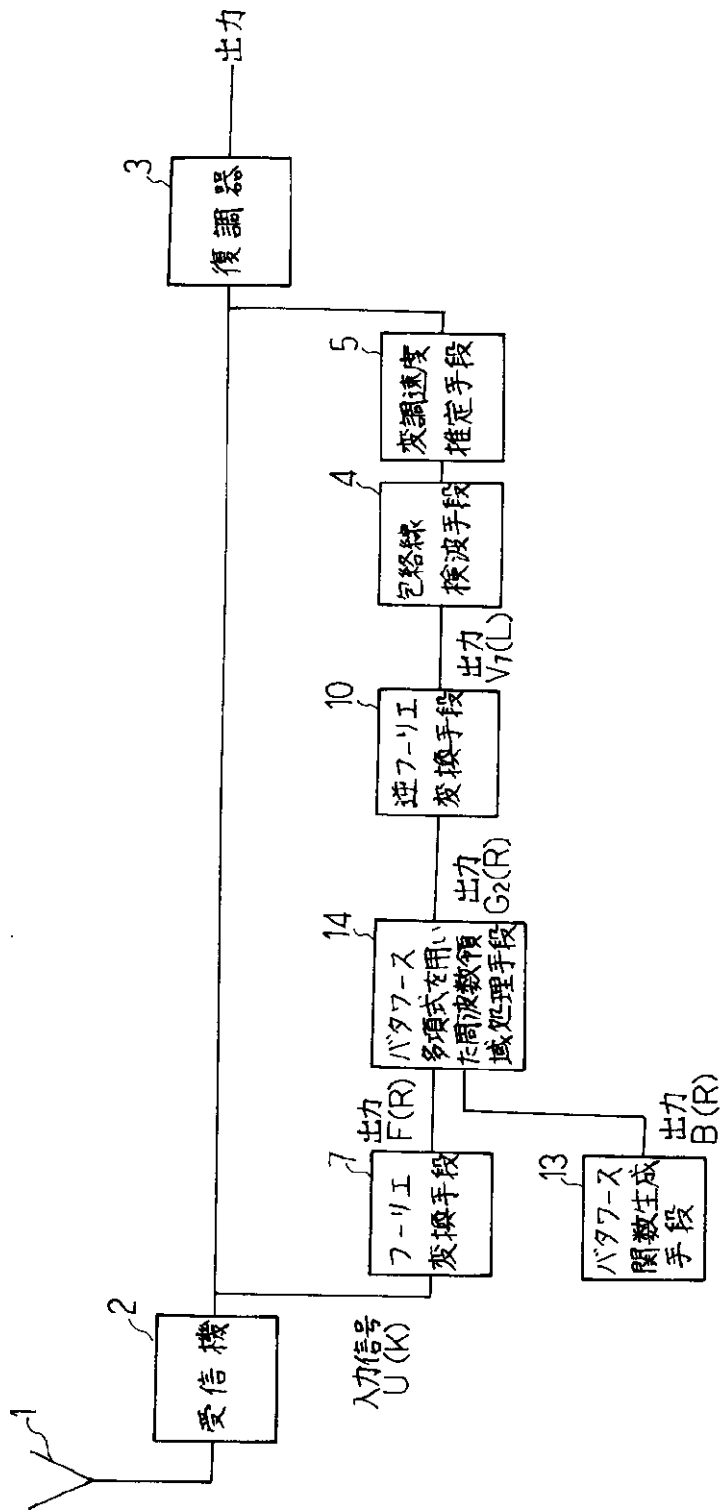
【 図 1 2 】



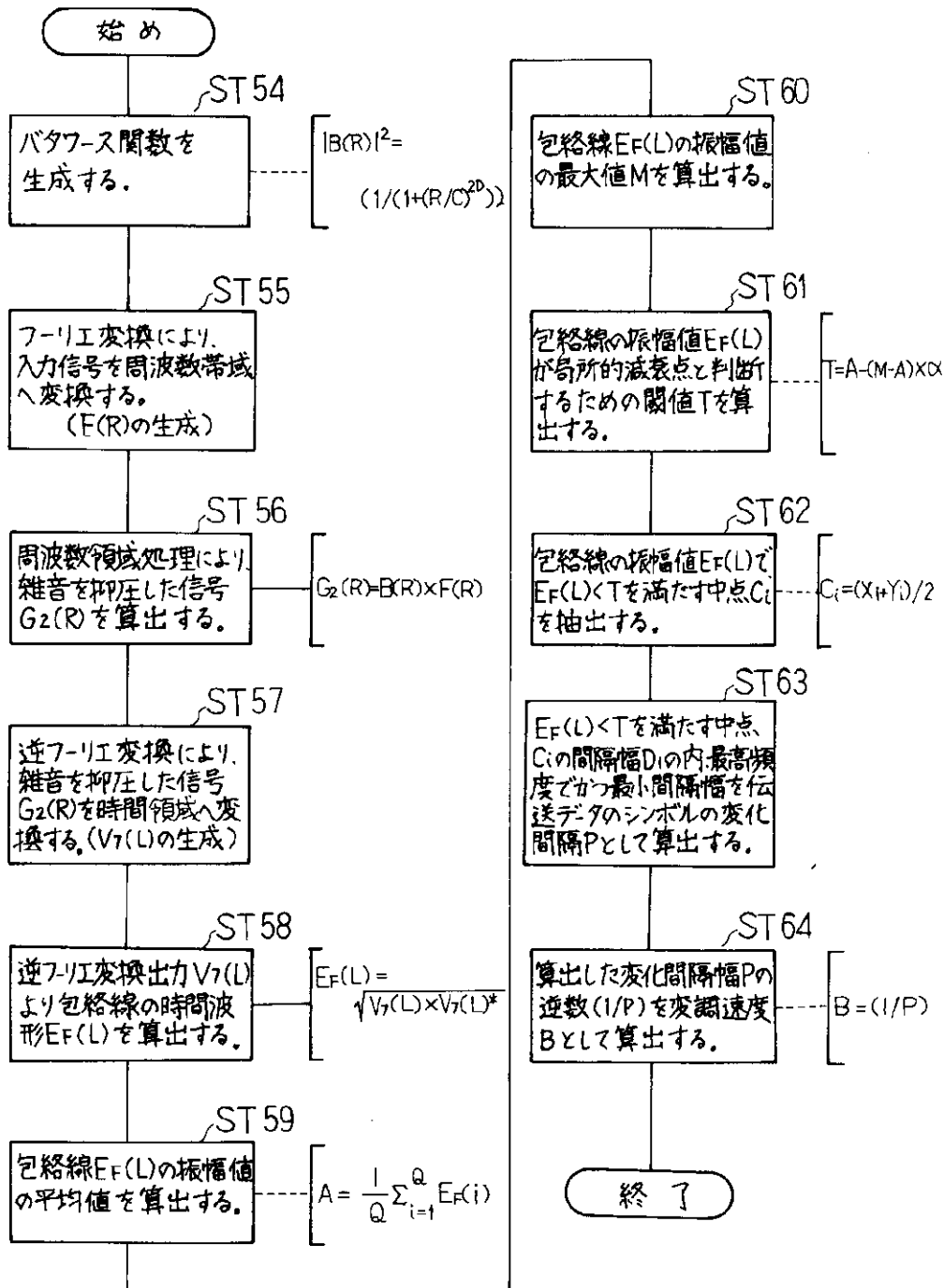
【 図 1 3 】



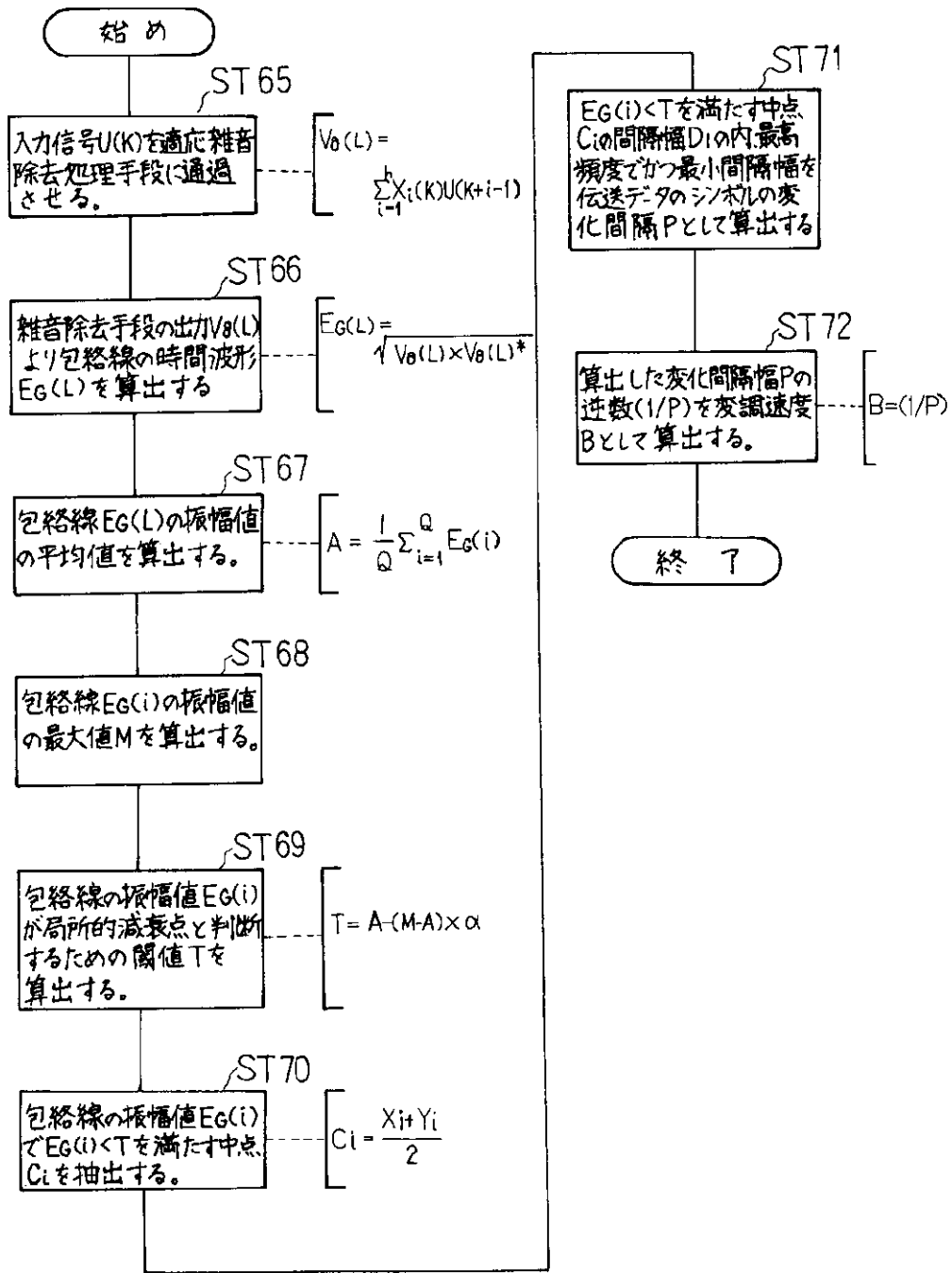
【図14】



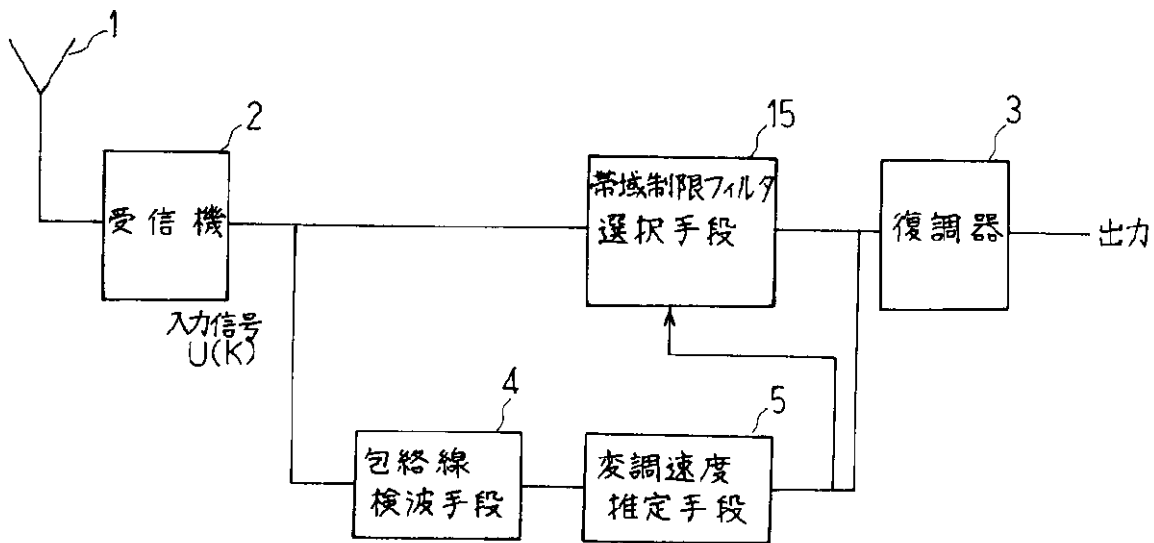
【 図 1 5 】



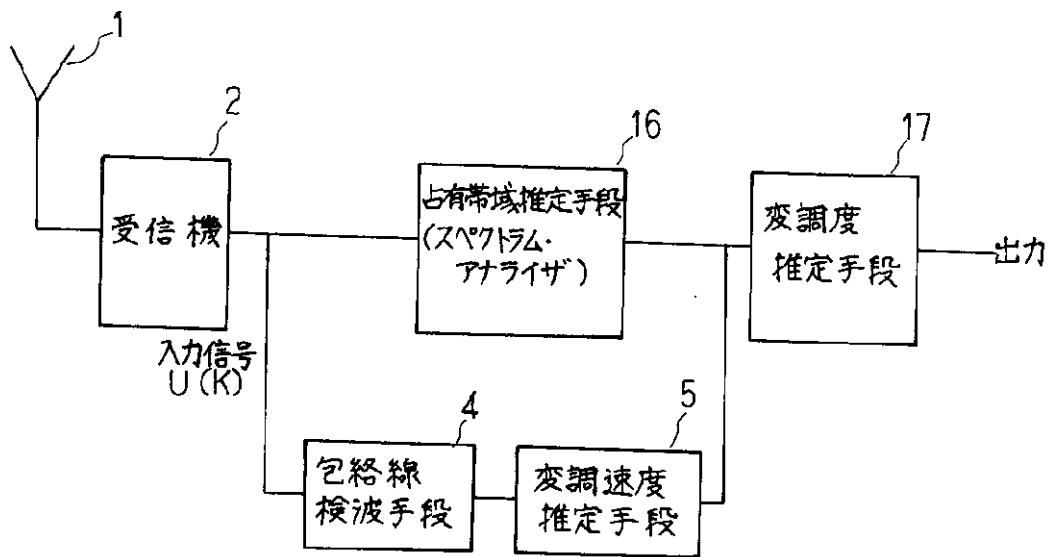
【図 1 7】



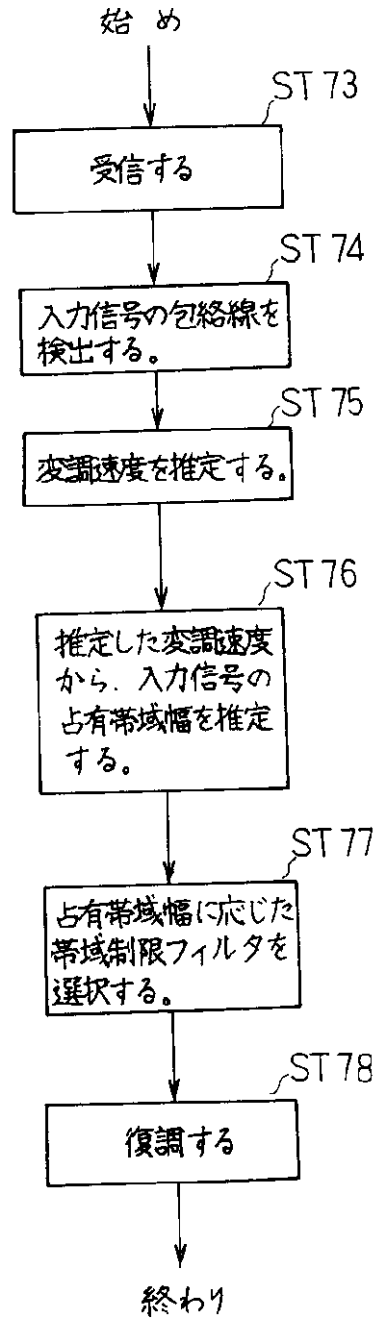
【図 1 8】



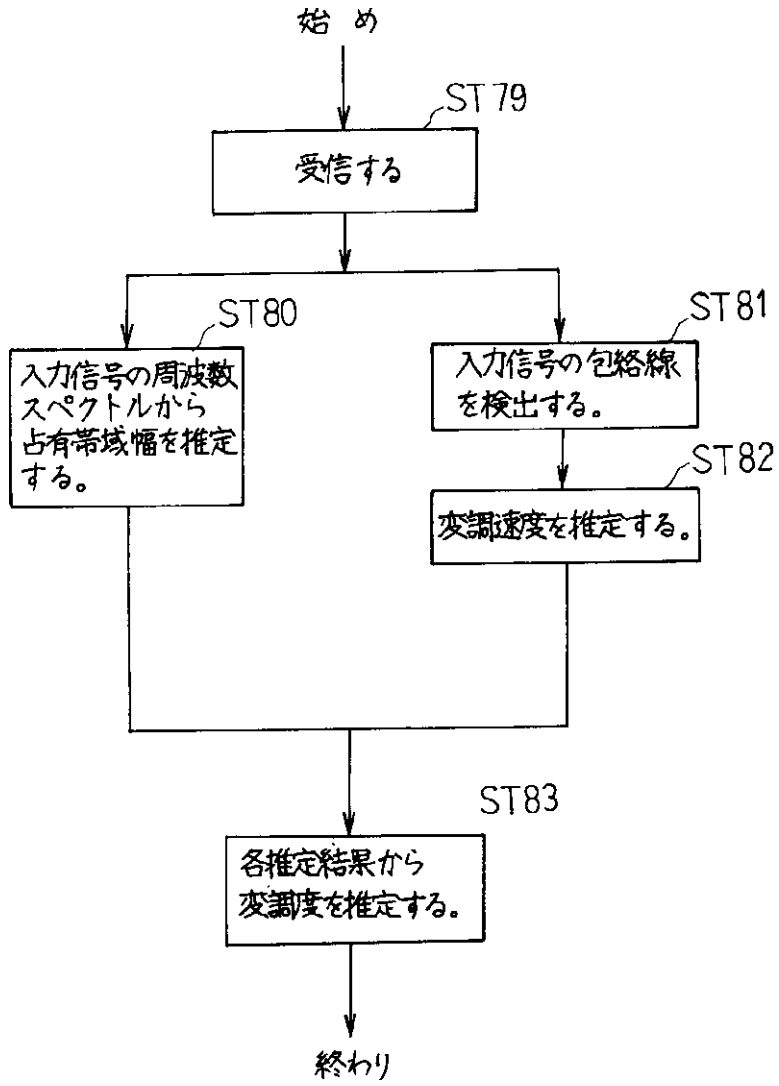
【図 2 0】



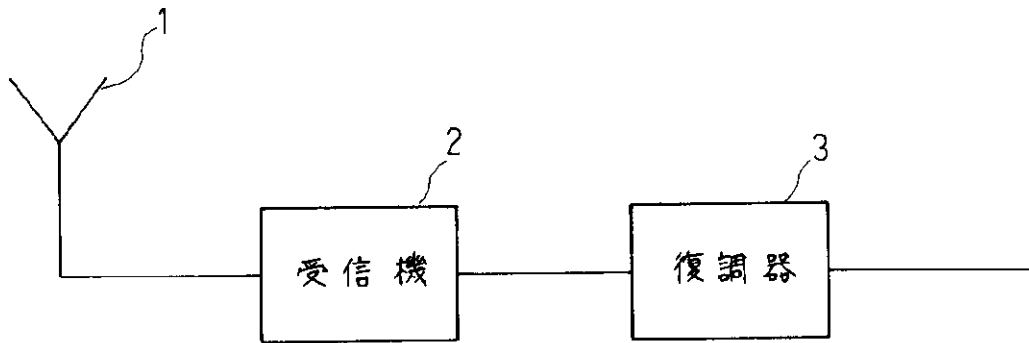
【図 1 9】



【図 2 1】



【図 2 2】



フロントページの続き

(72)発明者 若山 栄夫
東京都千代田区丸の内二丁目 2 番 3 号
三菱電機株式会社内

(72)発明者 田中 明紀
東京都千代田区丸の内二丁目 2 番 3 号
三菱電機株式会社内

(56)参考文献 特開 平 8 - 32635 (J P , A)
特開 平 5 - 218914 (J P , A)
特開 平 9 - 210758 (J P , A)
特開 平 4 - 122834 (J P , A)
特開 平 1 - 309508 (J P , A)
特開 昭 62 - 122410 (J P , A)
特開 平 8 - 163076 (J P , A)
実開 昭 62 - 186073 (J P , U)
特表 昭 60 - 500988 (J P , A)

(58)調査した分野(Int.Cl.⁷, D B 名)

H04L 27/06