

| | | | |
|---------------------------|------|------------|---|
| (51) Int.Cl. ⁶ | 識別記号 | F I | |
| H04L 27/06 | | H04L 27/06 | Z |
| H04B 1/10 | | H04B 1/10 | L |

審査請求 有 請求項の数10 O L (全26頁)

| | | | |
|----------|----------------------|---------|--|
| (21)出願番号 | 特願平9 - 240870 | (71)出願人 | 390014306 防衛庁技術研究本部長 東京都世田谷区池尻 1 丁目 2 番24号 |
| (22)出願日 | 平成 9 年(1997) 9 月 5 日 | (71)出願人 | 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 |
| | | (74)代理人 | 弁理士 宮田 金雄 (外 2 名) |

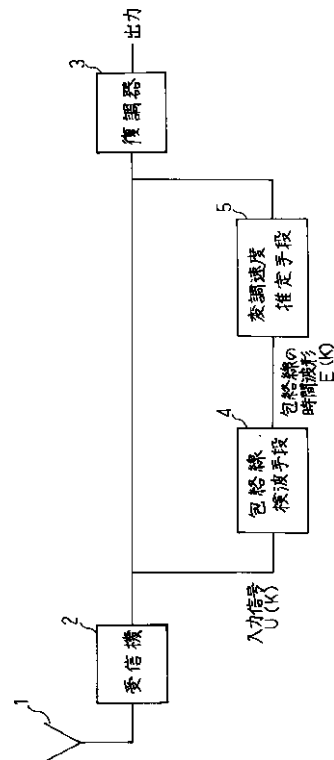
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 デジタル通信受信装置

(57) 【要約】

【課題】 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る。

【解決手段】 デジタル無線変調された通信信号を受信アンテナ 1 で受信し、受信機 2 の出力信号を復調器 3 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 4 と、包絡線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 5 とを備えたものである。



【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フーリエ変換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。

【請求項 1 0】 デジタル無線変調された通信信号を受信する受信アンテナと、前記通信信号が入力される受信機と、入力信号の包絡線を検出する包絡線検波手段と、前記包絡線から変調速度を算出し、変調速度情報を出力する変調速度推定手段と、前記入力信号の占有帯域幅を推定する占有帯域幅推定手段と、前記変調速度情報及び前記入力信号の占有帯域幅により変調速度を推定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。

【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。

【 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。

【 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。

【 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フーリエ変換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 】 請求項 1 0 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する受信アンテナと、通信信号が入力される受信機と、入力信号の包絡線を検出する包絡線検波手段と、包絡線から変調速度

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

【 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

$$T = A - (M - A) \times \alpha \quad \text{----- (3)}$$

α : 正の定数

【 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

$$C_i = \frac{X_i + Y_i}{2} \quad \text{----- (4)}$$

【 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

を算出し、変調速度情報を出力する変調速度推定手段と、入力信号の占有帯域幅を推定する占有帯域幅推定手段と、変調速度情報及び入力信号の占有帯域幅により変調速度を推定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 1 6 】

【 発明の実施の形態 】

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。

【 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 】

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 】

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

を用いて式(5)により導出される。

【0028】

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

【0029】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。

【0030】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。

【0031】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。

【0032】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

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

N = 単純移動平均法において平均をとるデータ数

【0035】ステップST10からST15においては、実施の形態1におけるステップST2からST7と同様の変調速度算出を行う。

【0036】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。

【0037】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、図6に示すように包絡線検出の後に適応雑音除去法を用いた雑音除去処理を実施し、変調速度推定性能を向上することができる。

【0038】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

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

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

【0041】式(7)のタップ係数は時間と共に、式(8)に従い更新される。

【数5】

----- (5)

た雑音除去処理手段である。

【0033】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ST8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ST9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ST9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。

10

【0034】

【数6】

----- (6)

た雑音除去処理手段である。

【0039】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と同様に、ステップST6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ST17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ST17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。

30

【0040】

【数7】

【0042】

【数8】

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

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

【0043】ステップST18からST23においては、実施の形態1と同様の変調速度算出を行う。

【0044】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。

【0045】また、実施の形態3ではフーリエ変換手段に最小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SER(Sequential-Regression)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。

【0046】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

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

N : 単純移動平均化法において平均をとるデータ数

【0050】ステップST26からST31においては、実施の形態1と同様の変調速度算出を行う。

【0051】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。

【0052】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10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。

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

Z : 正の定数
C : カットオフ周波数

【0056】式(10)の C_n は、多項式で表され、式(11)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

度推定性能を向上することができる。

【0047】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。

【0048】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ST24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 $V_4(L)$ 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ST25において包絡線の時間波形 $E_0(L)$ 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ST24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。

【0049】

【数9】

【0053】以下、図10により実施の形態5について説明する。図10において、7はフーリエ変換手段、8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、10は逆フーリエ変換手段である。

【0054】次に動作について図11のフローチャート図により説明する。ステップST32において、チェビシェフ多項式 $C_h(R)$ 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 $C_h(R)$ は、式(10)で得る。

【0055】

【数10】

【0057】

【数11】

【0058】ステップST33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 $G_0(R)$ を得る。

【 0 0 5 9 】チェビシェフ多項式を用いた周波数領域処

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

【 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 $V_0(L)$ 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 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

$$S(K) = \frac{\sin(K)}{K}$$

【 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 $W_1(R)$ 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 $G_1(R)$ 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

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

【 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 $V_0(L)$ 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

【 0 0 7 6 】ステップ S T 5 5 において、フーリエ変換

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 】

$$\text{-----}(12)$$

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。

10 【 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 】

$$\text{-----}(13)$$

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 】

$$\text{-----}(14)$$

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。

【 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 】

$$\text{-----}(15)$$

50 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

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

【 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。

$$V_0 (L) = \sum_{i=1}^h X_i (K) U (K + i - 1) \quad \text{-----}(16)$$

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 (1 8) に従い更新される。

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

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 9 】また、実施の形態 8 ではフーリエ変換手段に最小 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、W i e n e r 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

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 】

$$\text{-----}(16)$$

【 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。

【 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 $V_0 (L)$ 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。フーリエ変換手段 7 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 】

10

20

30

40

50

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

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、FSK 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

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

【 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 1 0 】 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 1 1 】 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 1 2 】 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。

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 は変調速度推定手段である。

【 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 】

$$----- (19)$$

【 図 1 3 】 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 1 4 】 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 1 5 】 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 1 6 】 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 1 7 】 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 1 8 】 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 1 9 】 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。

【 図 2 0 】 この発明の実施の形態 1 0 によるデジタル通信受信装置の構成図である。

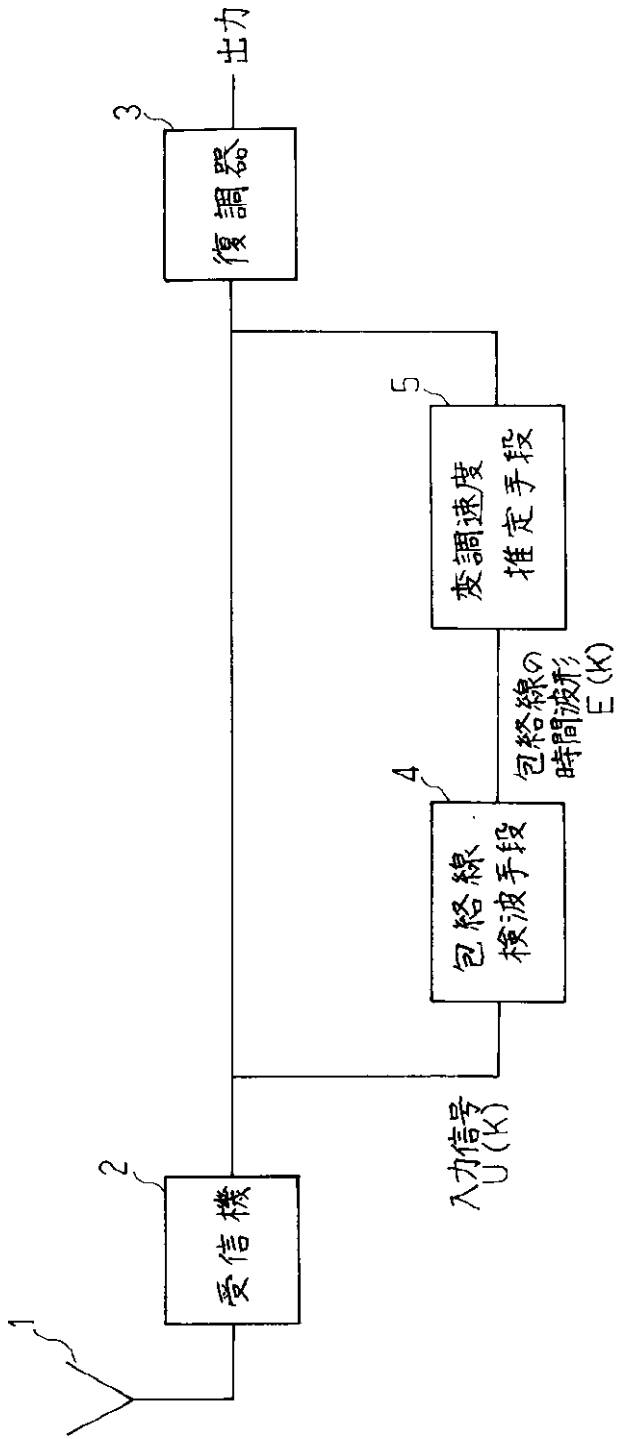
【 図 2 1 】 この発明の実施の形態 1 0 によるデジタル通信受信装置の動作を示すフローチャート図である。

【 図 2 2 】 従来のデジタル通信受信装置の構成図である。

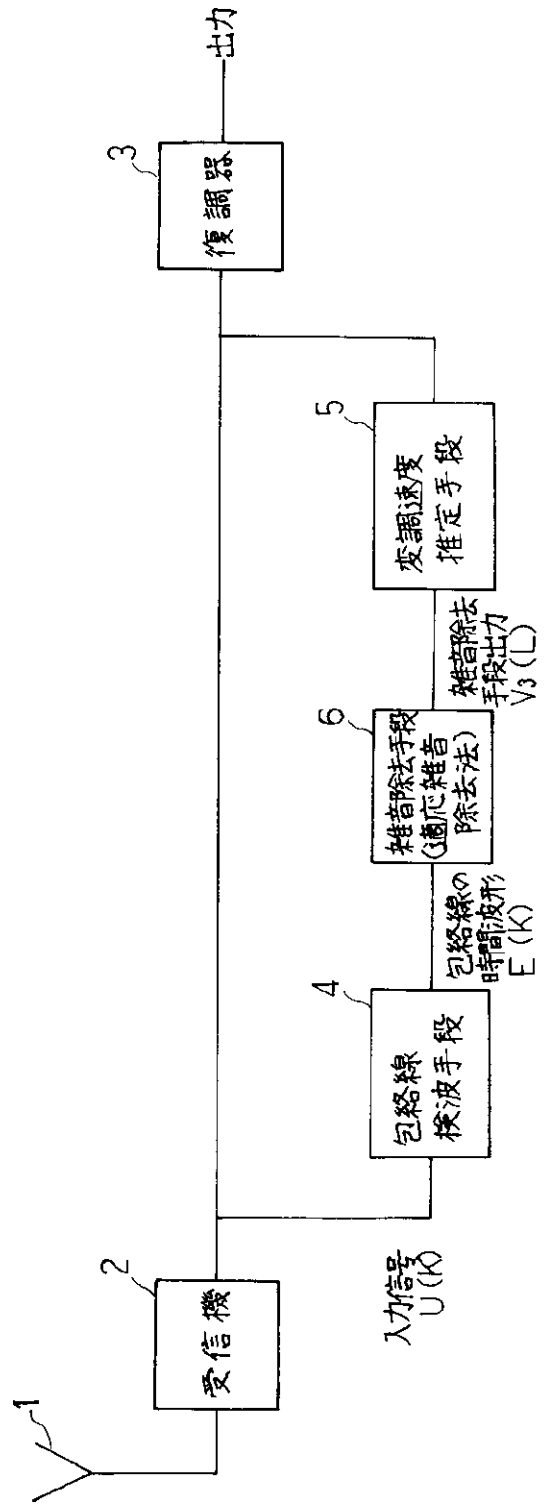
【 符号の説明 】

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、1 0 逆フーリエ変換手段、1 1 S I N C 関数生成手段、1 2 S I N C 関数を用いた周波数領域処理手段、1 3 パタワース関数生成手段、1 4 パタワース多項式を用いた周波数領域処理手段、1 5 帯域制限フィルタ選択手段、1 6 占有帯域幅推定手段、1 7 変調速度推定手段。

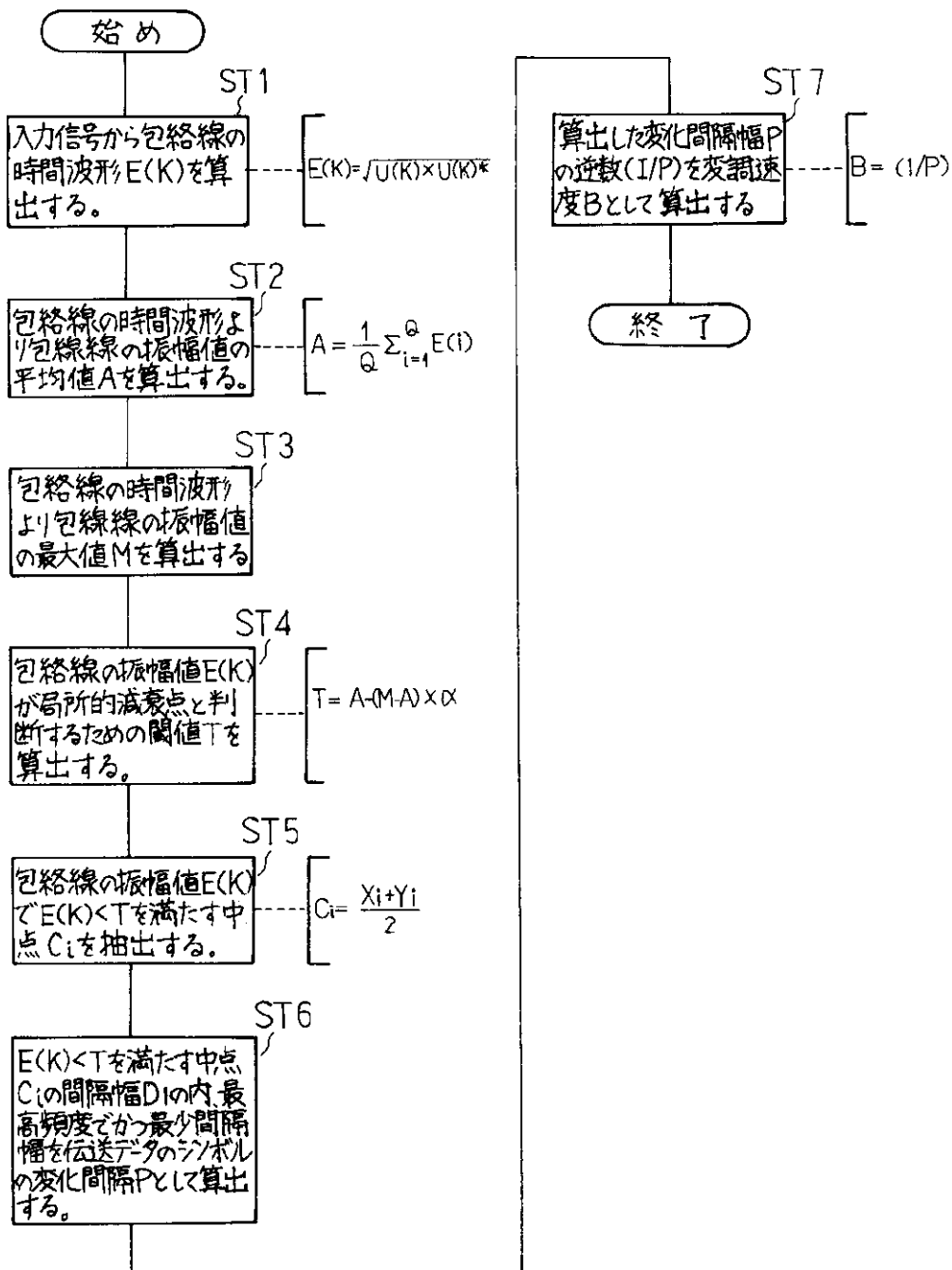
【 図 1 】



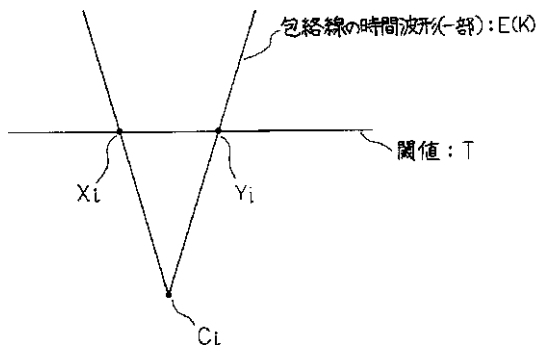
【 図 6 】



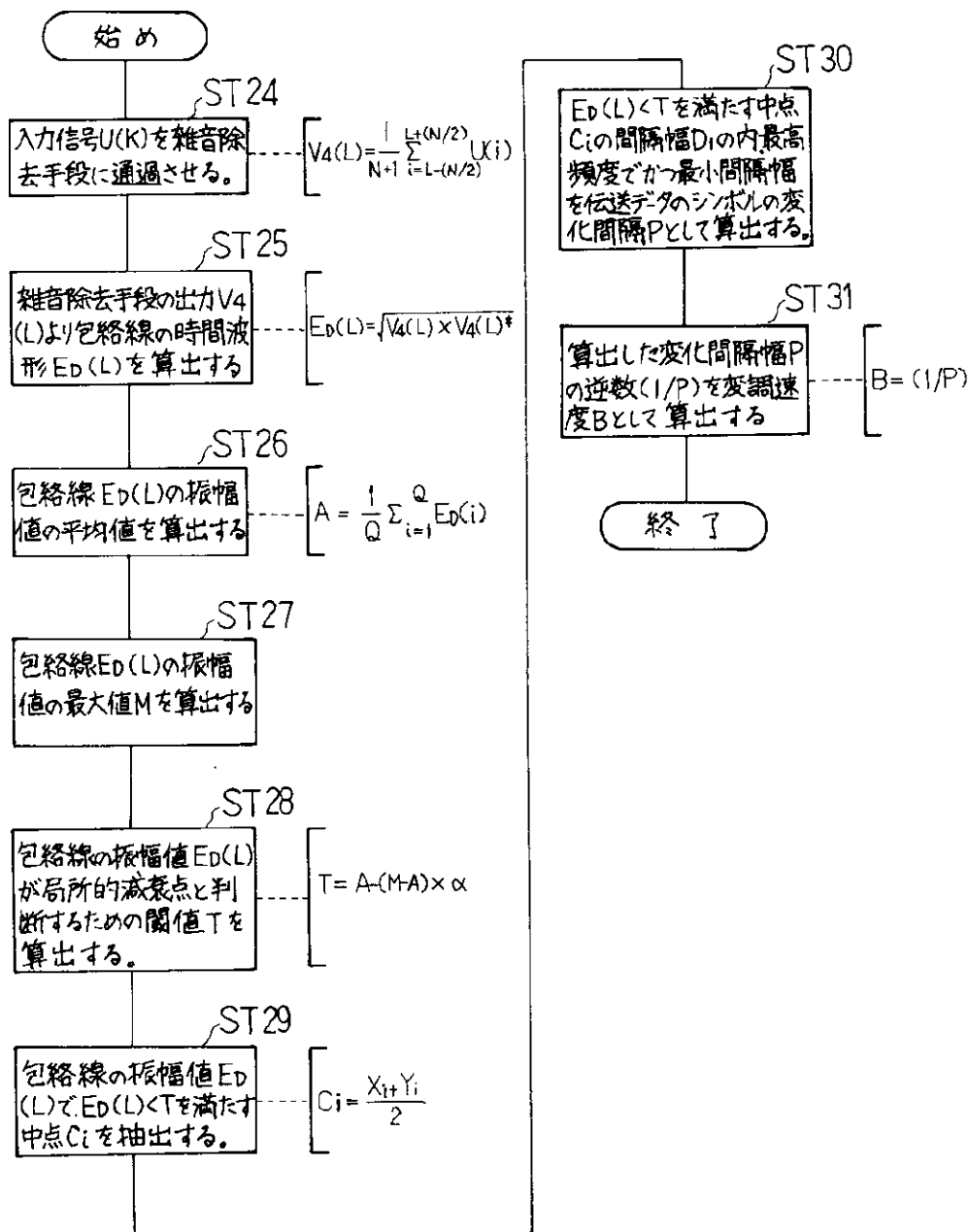
【 図 2 】



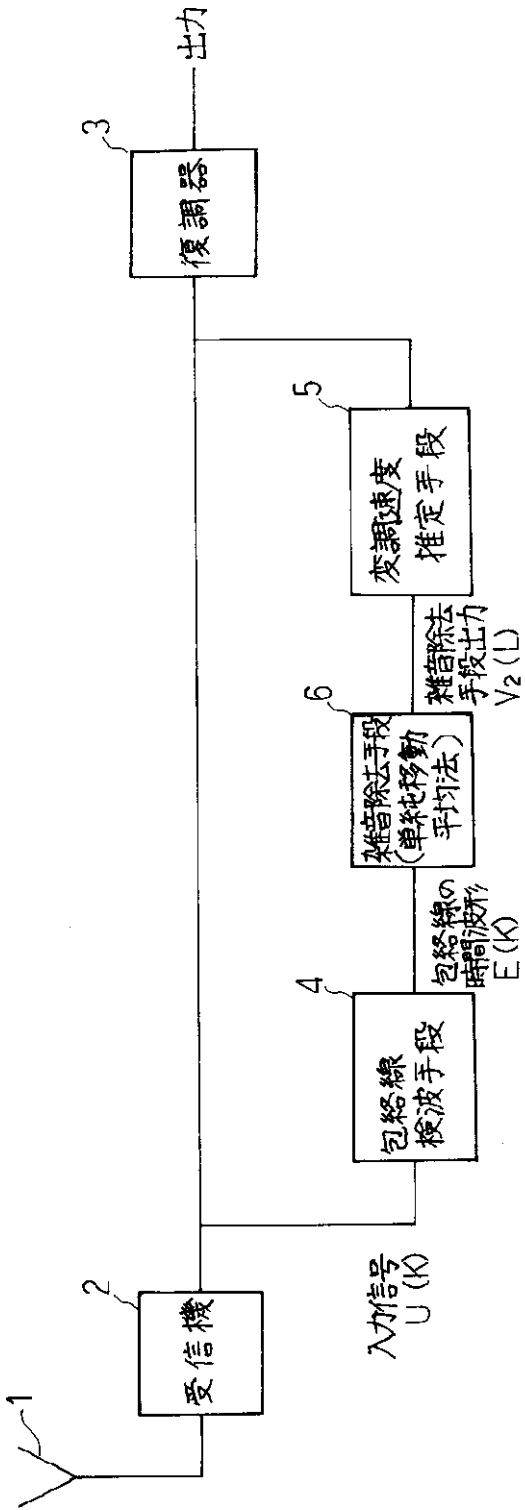
【 図 3 】



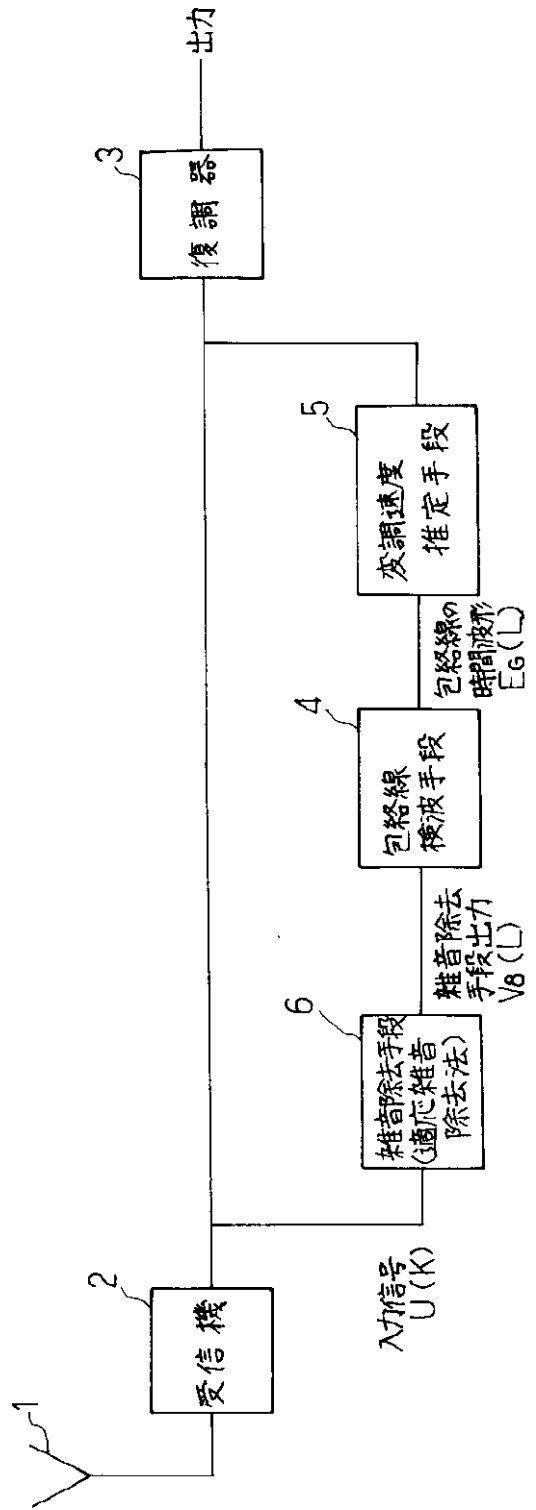
【 図 9 】



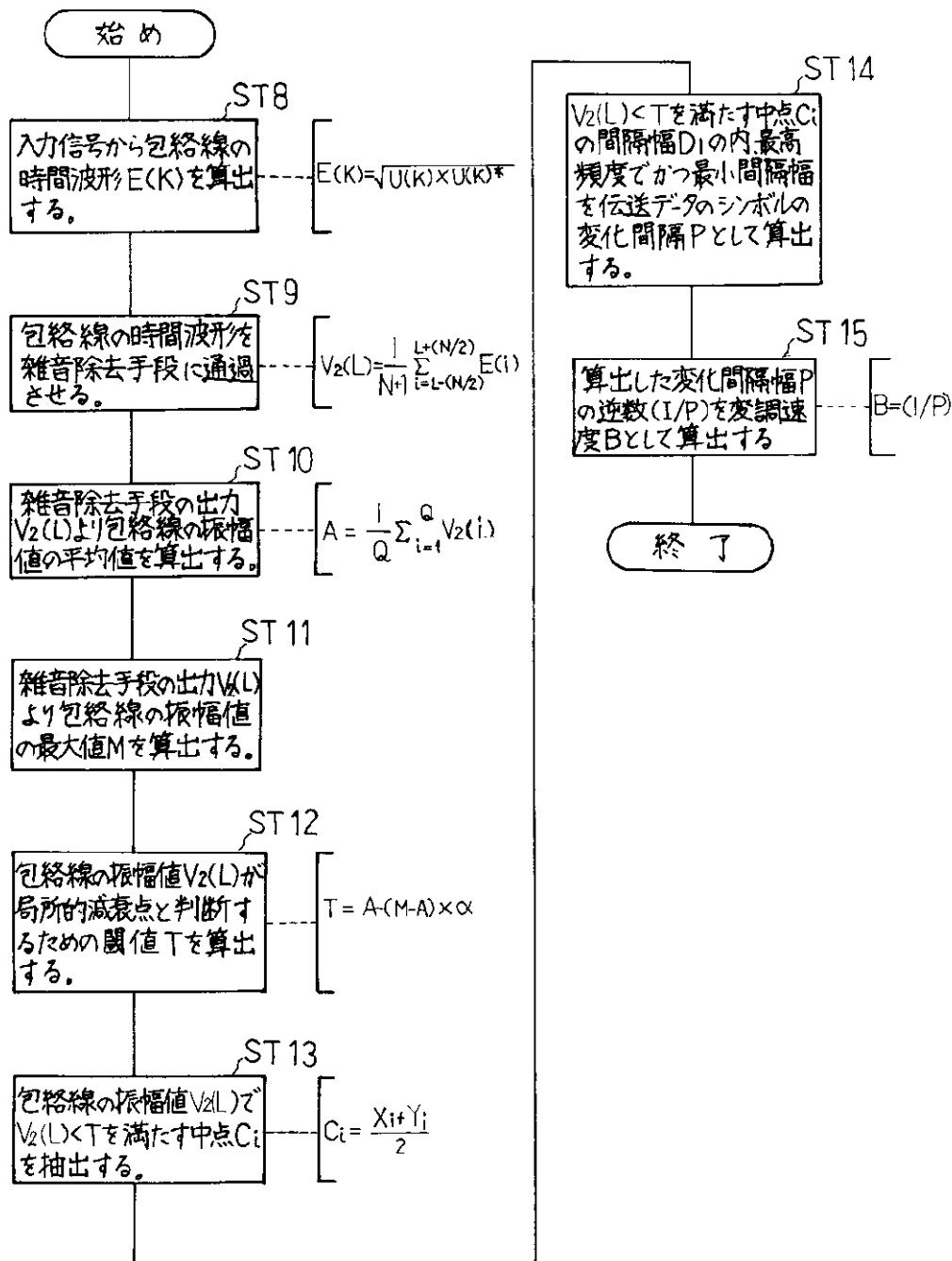
【 図 4 】



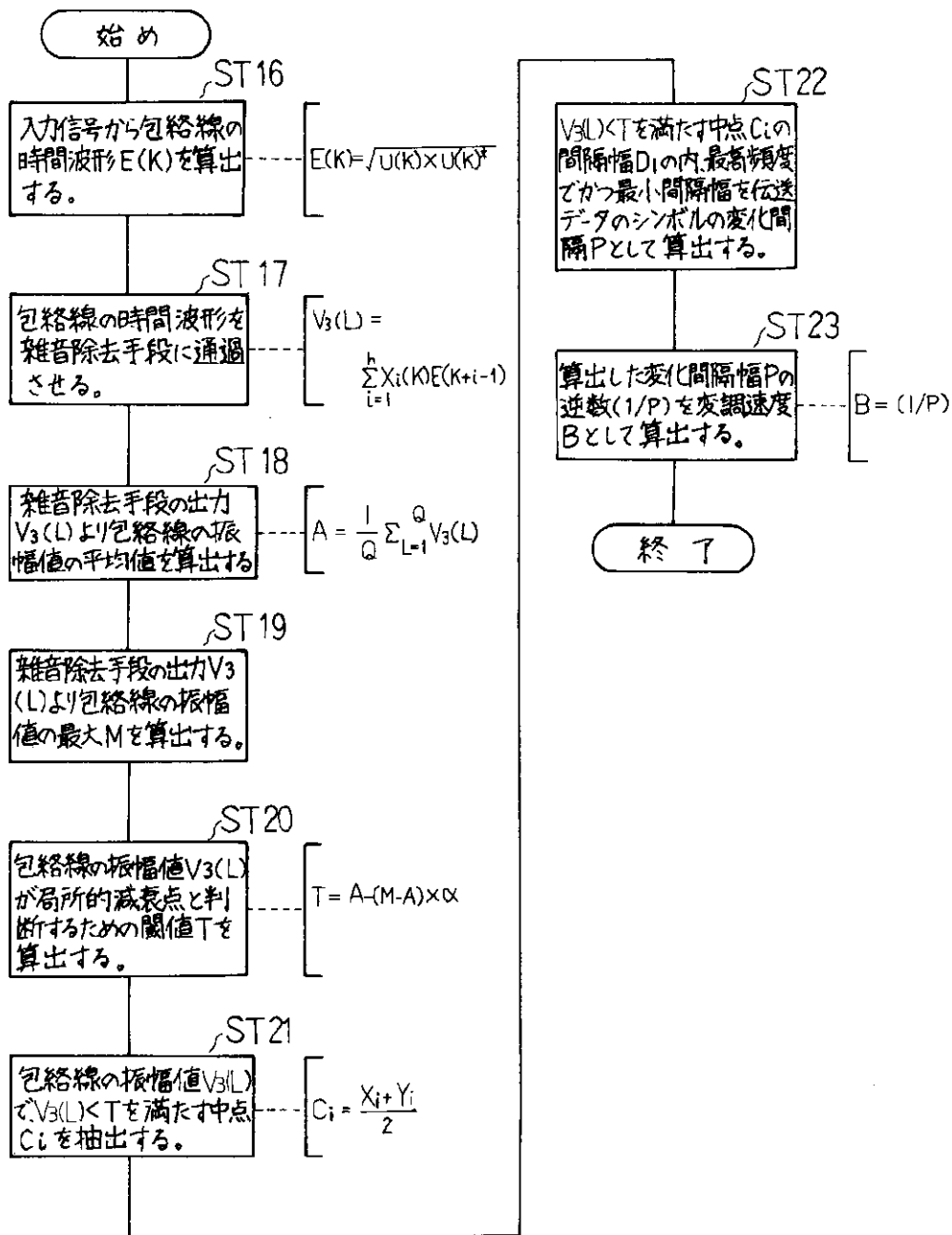
【 図 16 】



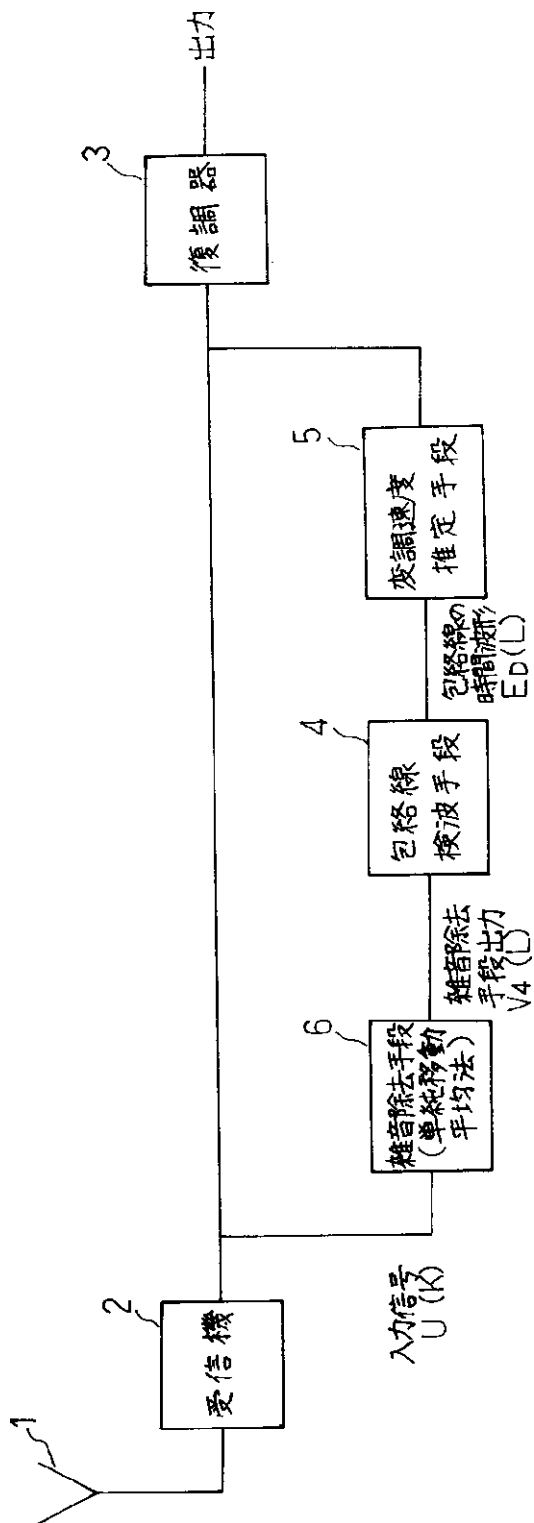
【 図 5 】



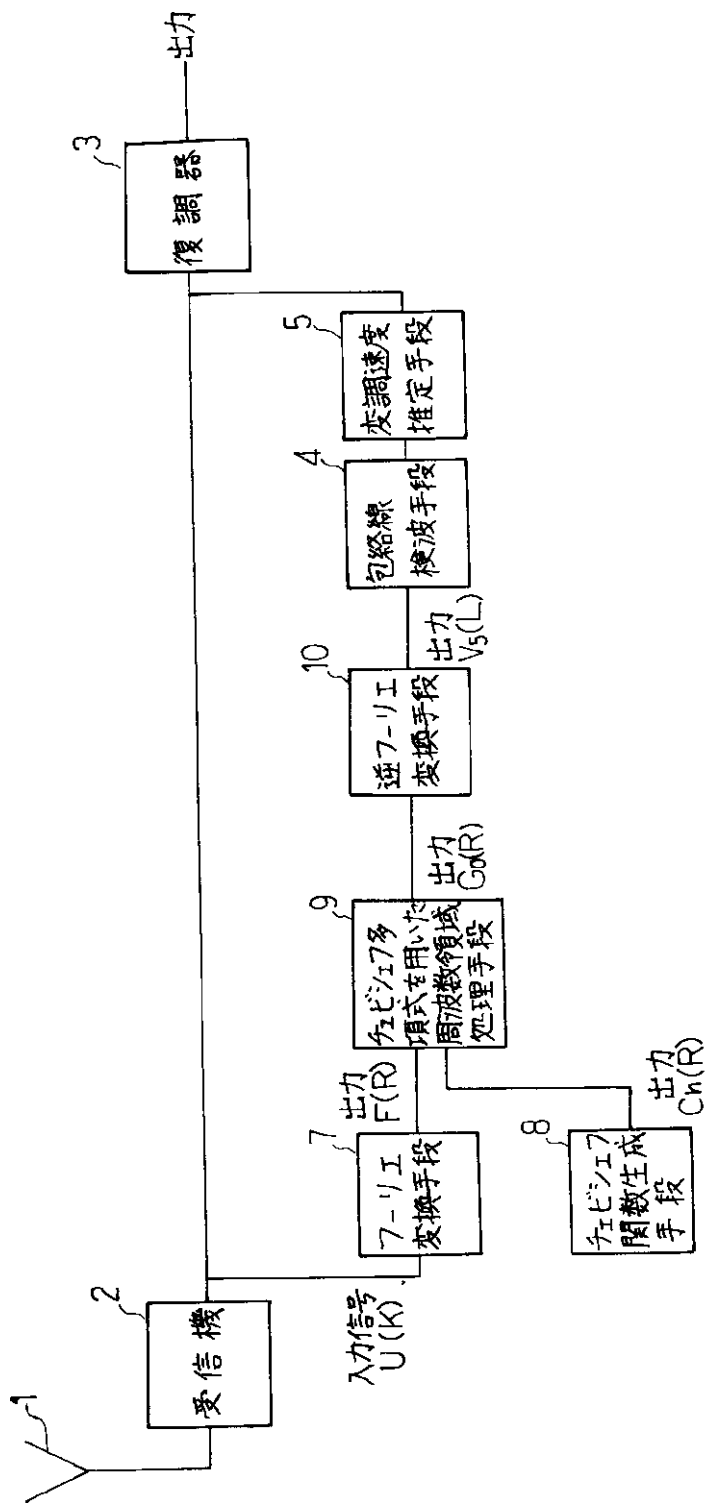
【 図 7 】



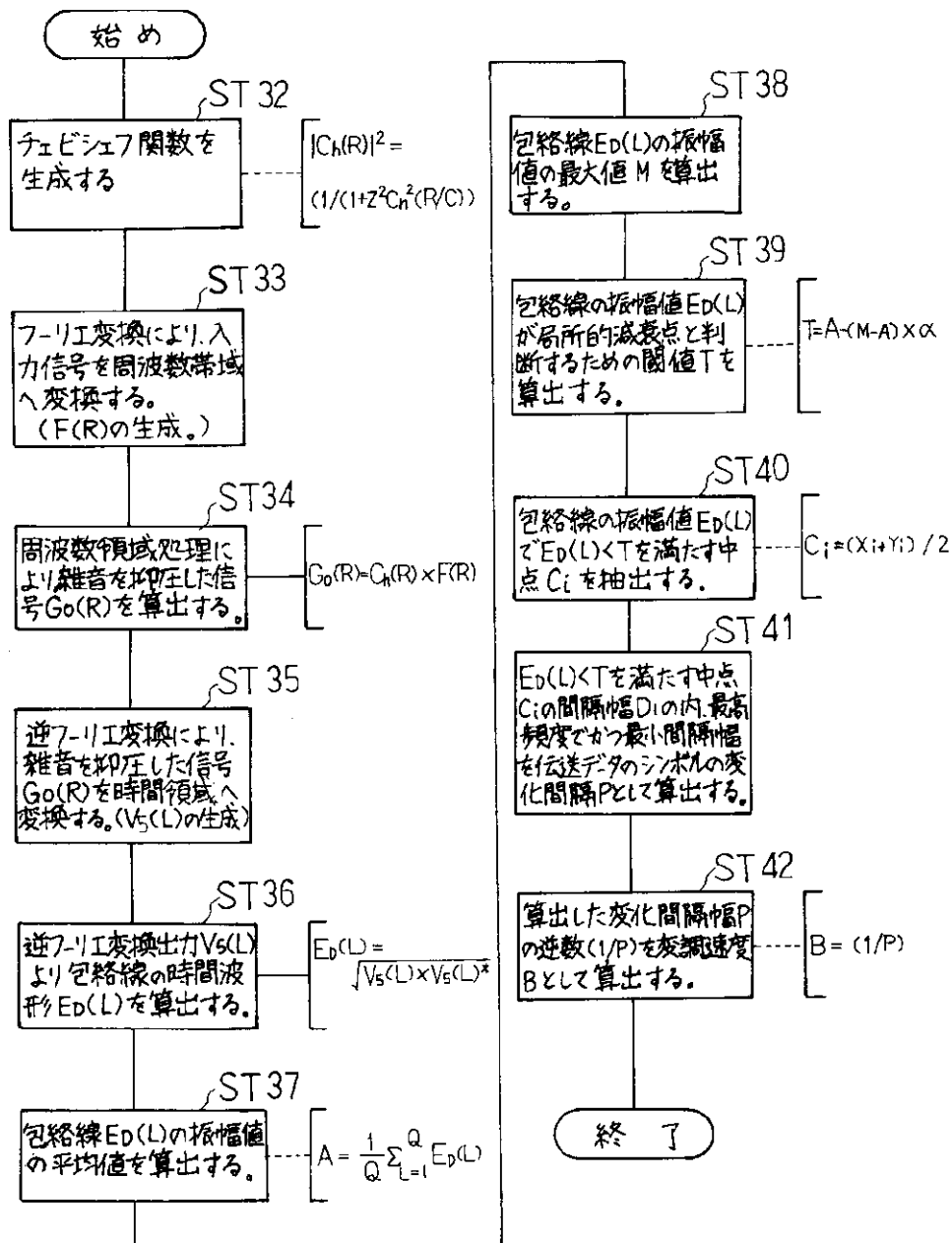
【 図 8 】



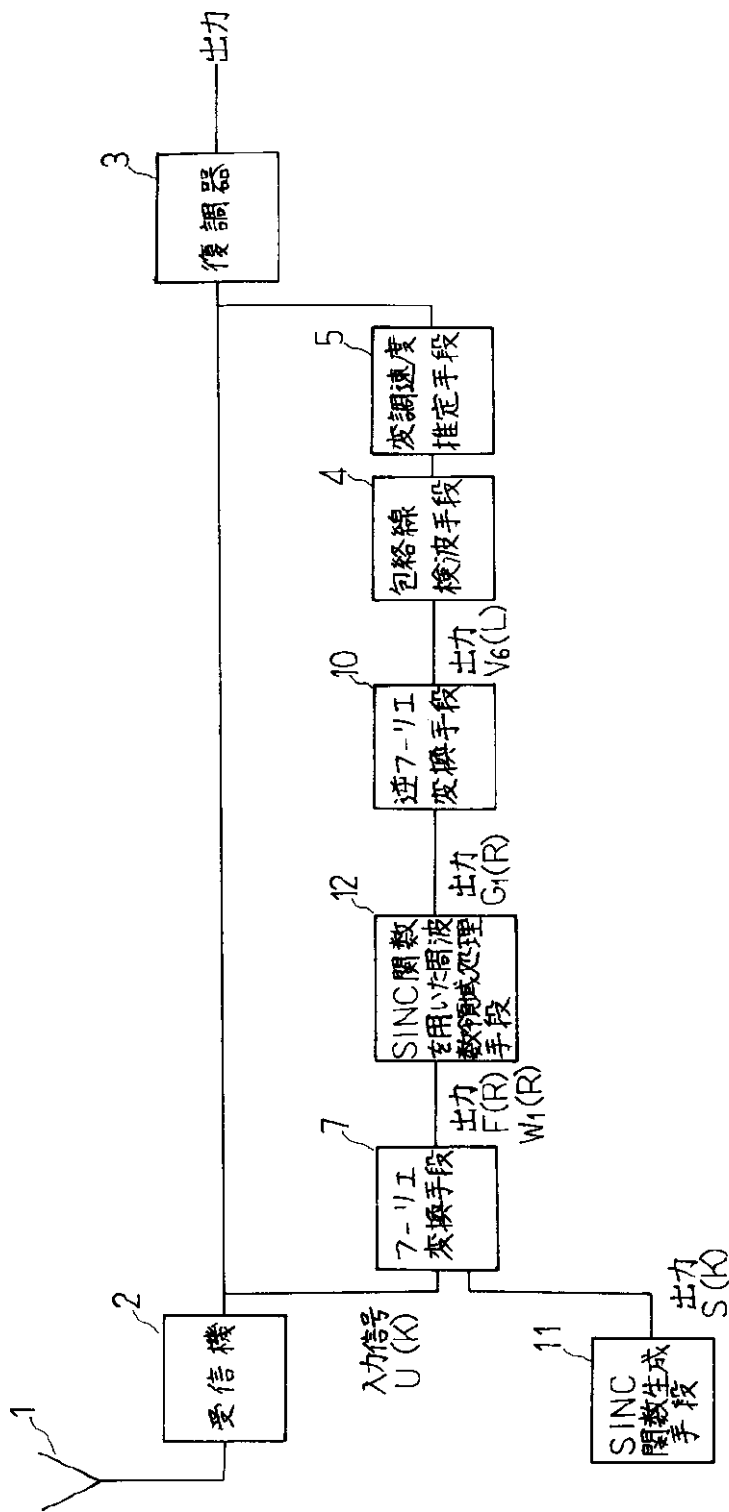
【 図 1 0 】



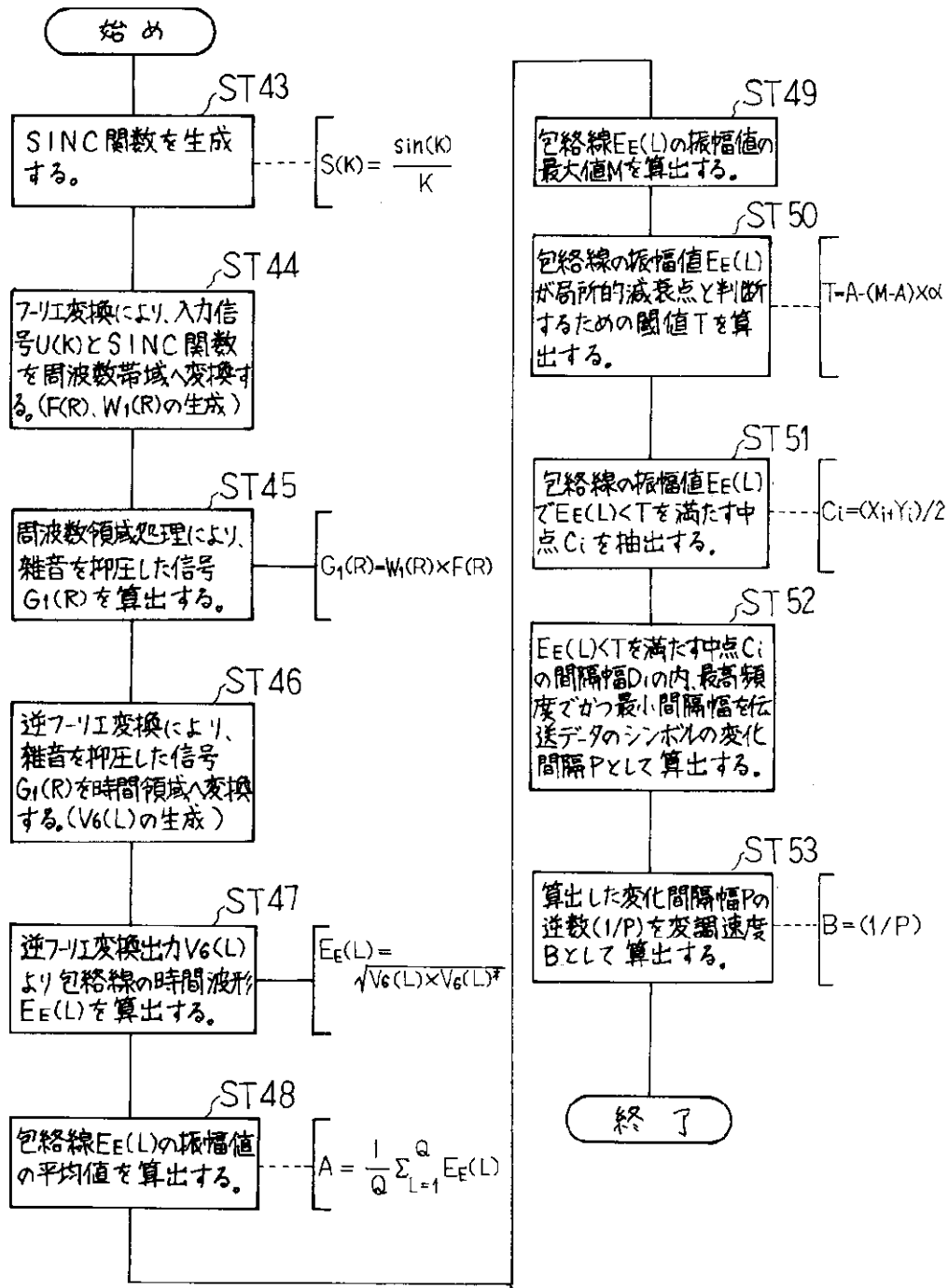
【 図 1 1 】



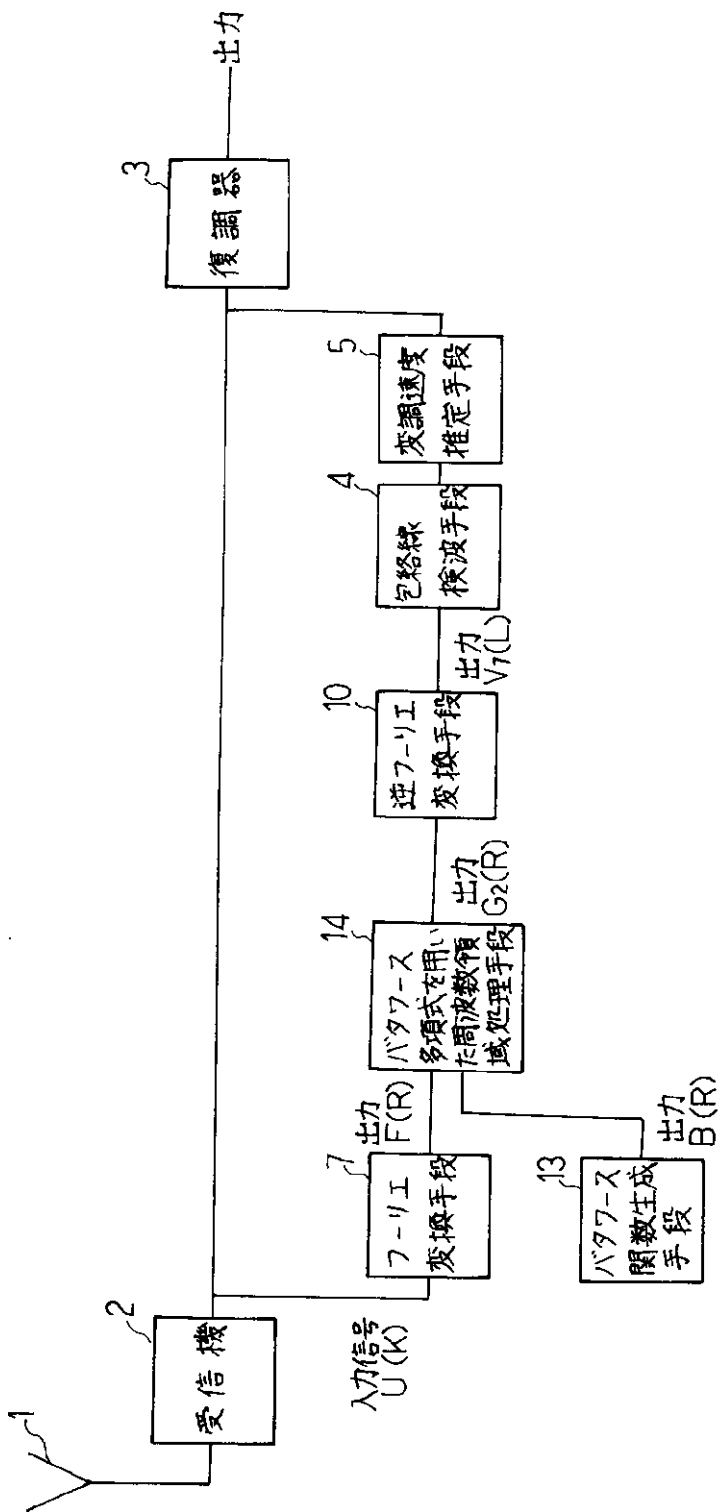
【 図 1 2 】



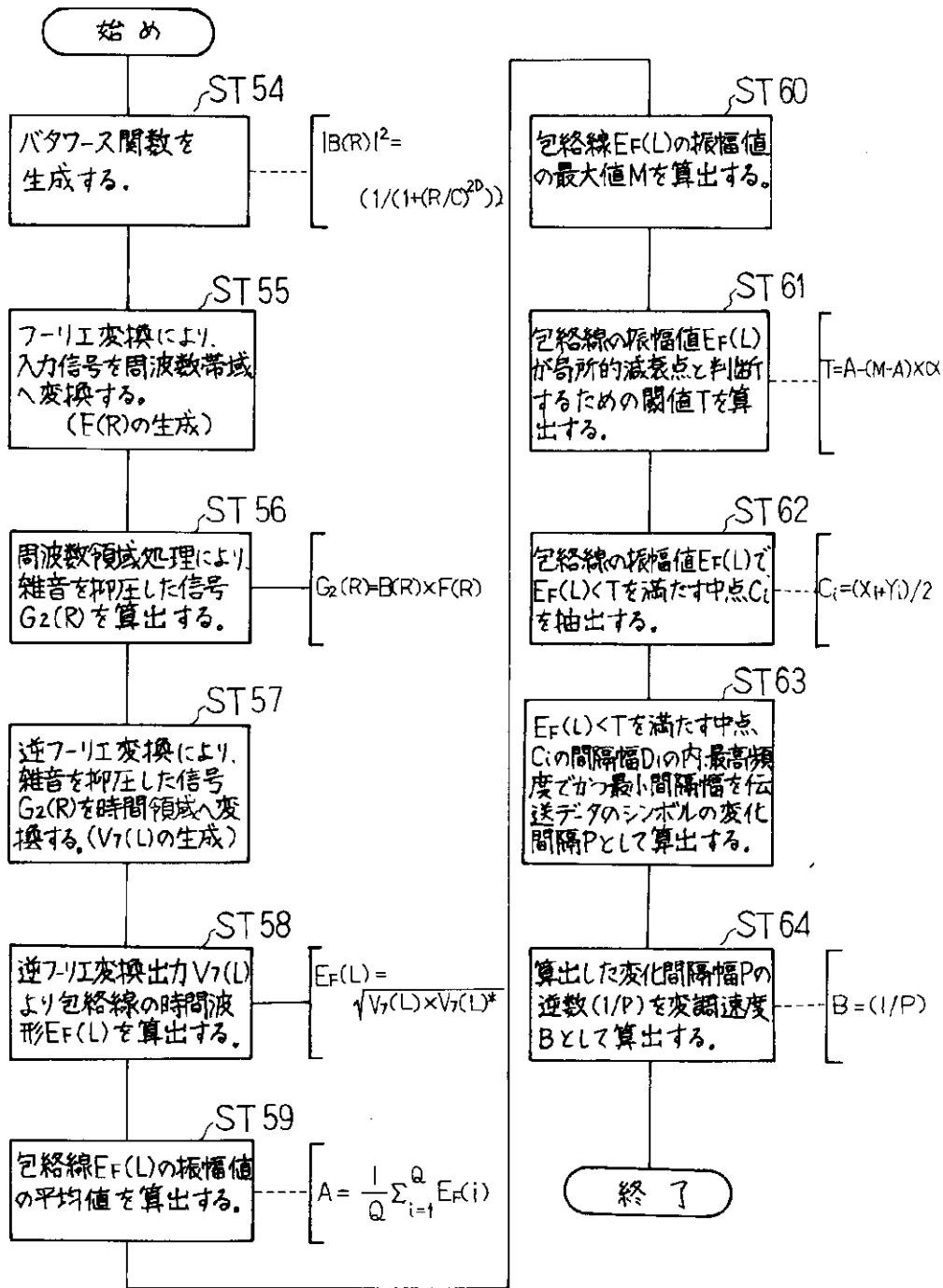
【 図 1 3 】



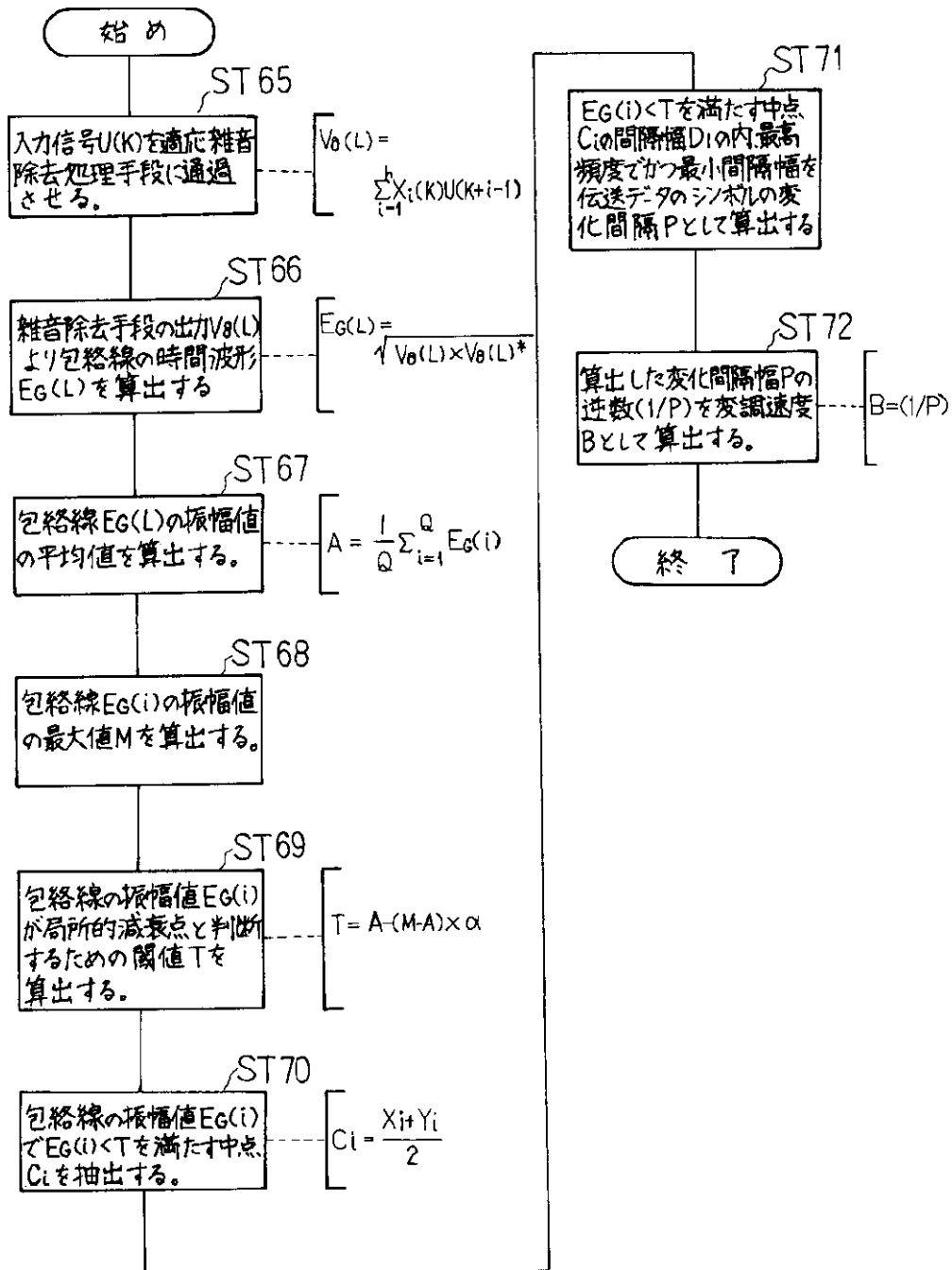
【 図 1 4 】



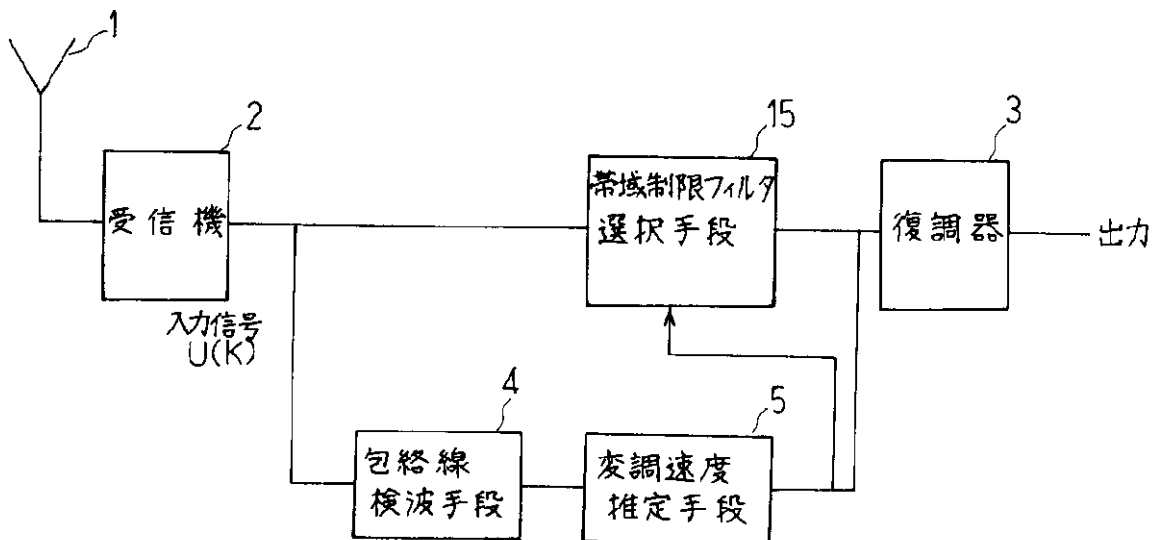
【図 1 5】



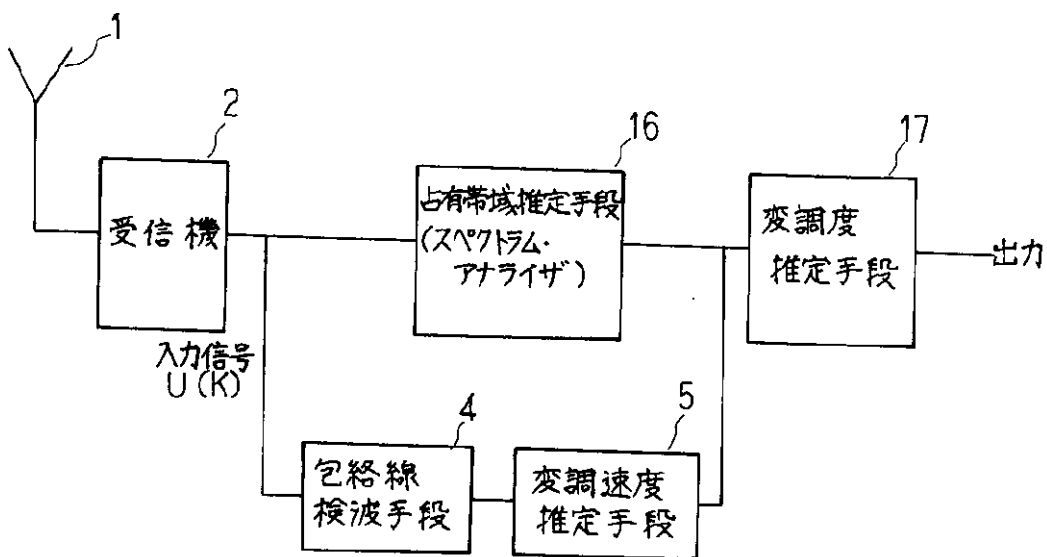
【 図 1 7 】



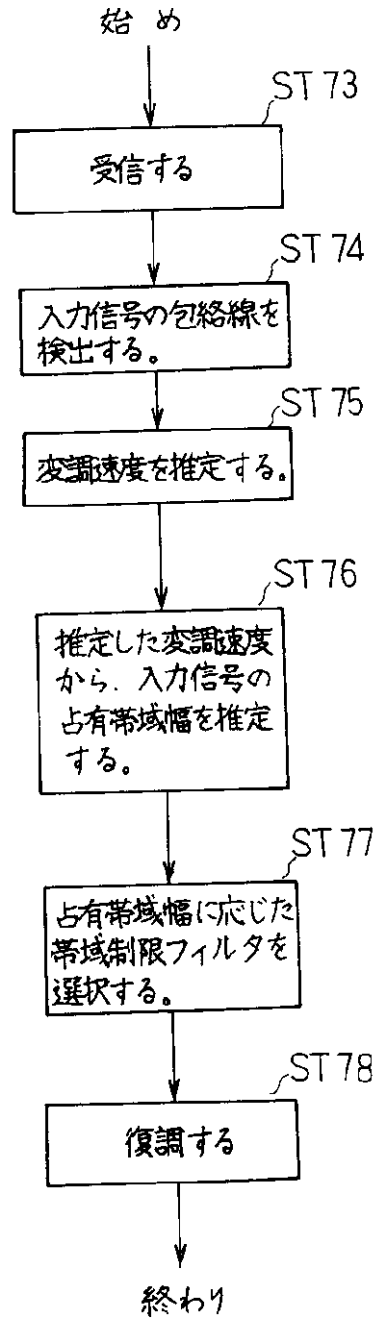
【図 1 8】



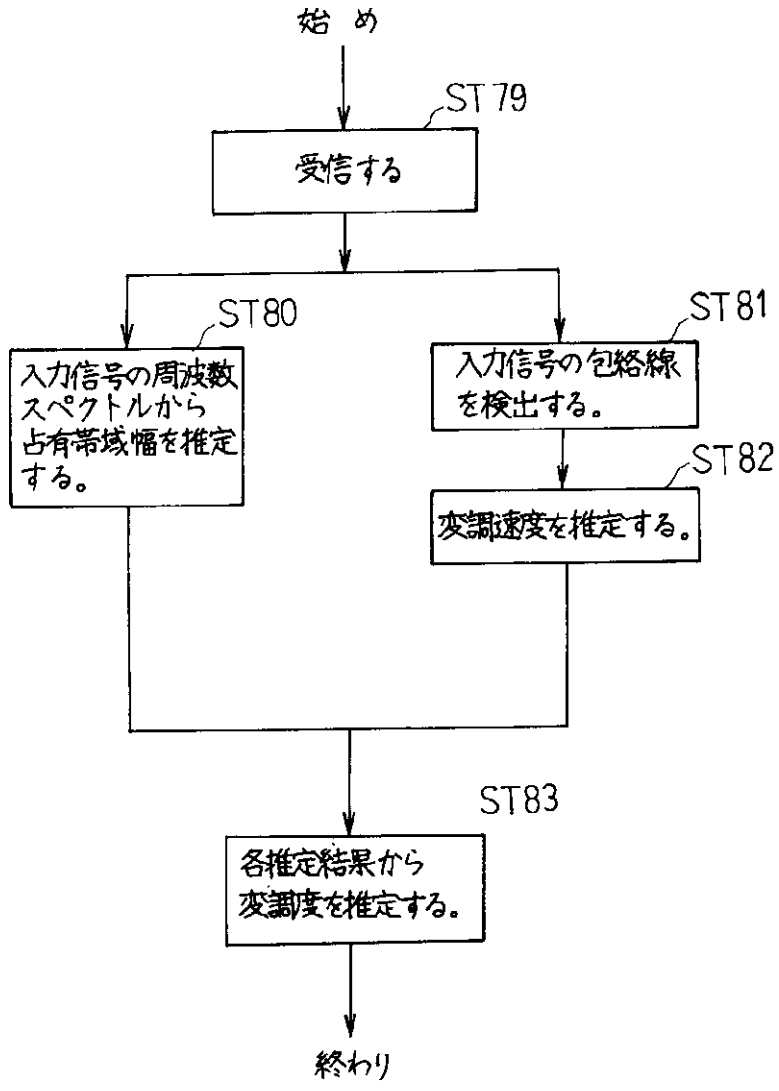
【図 2 0】



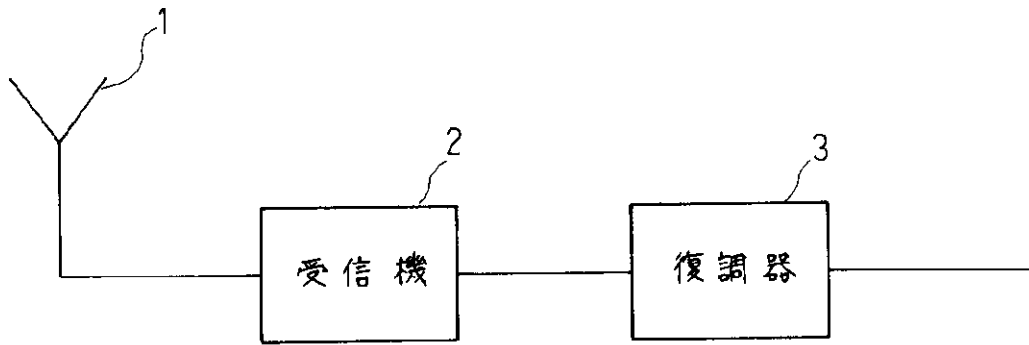
【図 1 9】



【図 2 1】



【図 2 2】



フロントページの続き

(72)発明者 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

(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