

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5631220号  
(P5631220)

(45) 発行日 平成26年11月26日(2014.11.26)

(24) 登録日 平成26年10月17日(2014.10.17)

(51) Int. Cl. F I  
H O 4 L 27/00 (2006.01) H O 4 L 27/00 Z

請求項の数 5 (全 17 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2011-2021 (P2011-2021)                  (22) 出願日 平成23年1月7日(2011.1.7)                  (65) 公開番号 特開2012-147094 (P2012-147094A)                  (43) 公開日 平成24年8月2日(2012.8.2)                  審査請求日 平成25年11月14日(2013.11.14)</p>	<p>(73) 特許権者 000006013                  三菱電機株式会社                  東京都千代田区丸の内二丁目7番3号                  (74) 代理人 100123434                  弁理士 田澤 英昭                  (74) 代理人 100101133                  弁理士 濱田 初音                  (72) 発明者 増田 宏禎                  東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三                  菱電機株式会社内                    審査官 彦田 克文</p>
---	---

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 シンボル推定回路及び復調回路

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

未知のシンボル速度で変調された受信信号から直交検波された I Q 信号を周波数領域の信号に変換し、周波数領域の信号の中でピーク電力が得られる周波数値を特定するとともに、上記周波数値からシンボル速度を粗推定するシンボル粗推定器と、上記 I Q 信号から各シンボル内のナイキスト位相を検出して、各シンボル内のナイキスト位相から周波数偏差を算出し、上記周波数偏差を上記シンボル粗推定器により粗推定されたシンボル速度に加算するシンボル精推定器とを備えたシンボル推定回路。

【請求項2】

上記シンボル粗推定器は、I Q 信号に重畳されているノイズを除去する帯域制限フィルタを有し、上記帯域制限フィルタによるノイズ除去後の I Q 信号を周波数領域の信号に変換することを特徴とする請求項1記載のシンボル推定回路。

【請求項3】

上記シンボル粗推定器は、上記帯域制限フィルタによるノイズ除去後の I Q 信号に対する非線形処理を実施して、非線形処理後の I Q 信号を周波数領域の信号に変換し、周波数領域の信号の中でピーク電力が得られる周波数値を特定する第1のシンボル情報検出器と、上記帯域制限フィルタによるノイズ除去後の I Q 信号のゼロクロス点の検出処理を実施し、その検出結果を周波数領域の信号に変換し、周波数領域の信号の中でピーク電力が得られる周波数値を特定する第2のシンボル情報検出器と、上記帯域制限フィルタによるノイズ除去後の I Q 信号の周波数変動の検出処理を実施し、その検出結果に対する非線形処

10

20

理を実施して周波数領域の信号に変換し、周波数領域の信号の中でピーク電力が得られる周波数値を特定する第3のシンボル情報検出器と、上記第1、第2及び第3のシンボル情報検出器により特定された周波数値の中から、最も高いピーク電力が得られる周波数値を選択する周波数値選択部と、上記周波数値選択部により選択された周波数値からシンボル速度を算出するシンボル速度算出部とから構成されていることを特徴とする請求項2記載のシンボル推定回路。

【請求項4】

上記シンボル精推定器は、上記帯域制限フィルタによるノイズ除去後のIQ信号から各シンボル内のナイキスト位相を検出するBTR (Bit Timing Recovery) 検出回路と、上記BTR (Bit Timing Recovery) 検出回路により検出された各シンボル内のナイキスト位相から周波数偏差を算出して、上記周波数偏差をシンボル速度算出部により算出されたシンボル速度に加算し、その加算結果をシンボル速度の精推定結果として出力するシンボル偏差検出回路とから構成されていることを特徴とする請求項3記載のシンボル推定回路。

10

【請求項5】

未知のシンボル速度で変調された受信信号から直交検波されたIQ信号を周波数領域の信号に変換し、周波数領域の信号の中でピーク電力が得られる周波数値を特定するとともに、上記周波数値からシンボル速度を粗推定するシンボル粗推定器と、上記IQ信号から各シンボル内のナイキスト位相を検出して、各シンボル内のナイキスト位相から周波数偏差を算出し、上記周波数偏差を上記シンボル粗推定器により粗推定されたシンボル速度に加算するシンボル精推定器と、上記シンボル精推定器により周波数偏差が加算されたシンボル速度を用いて、上記受信信号の復調処理を行う復調器とを備えた復調回路。

20

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

この発明は、未知のシンボル速度で変調された受信信号を復調するに際して、そのシンボル速度を推定することが可能なシンボル推定回路と、そのシンボル推定回路を実装している復調回路とに関するものである。

【背景技術】

【0002】

近年のDSP (Digital Signal Processor) やFPGA (Field-Programmable Gate Array) などのプログラマブルな信号処理デバイスを用いるソフトウェア無線 (SDR: Software Defined Radio) の急速な発展によって、同一のH/Wプラットフォーム上で、複数の通信システムに対応することが可能なマルチモード通信機が開発されている。

30

また、通信環境の変化に応じて最適な通信システムの自動選択や、変調型式を動的に最適化する環境適応通信や、伝送路状況に応じてより高い伝送品質やスループットを実現する適応変復調機などのシステム、あるいは、到来する電波を監視するシステムなどが開発されている。

【0003】

40

上記のマルチモード通信機やシステムにおいて、到来波である受信信号の変調型式を推定する変調型式識別回路が着目されている。

ただし、変調型式識別回路が受信信号の変調型式を推定するに際して、受信信号の中心周波数や、シンボル速度などの諸元は事前に知っておく必要があり、中心周波数やシンボル速度などの諸元が分からなければ、受信信号の変調型式を推定することができず、受信信号を復調することができない。

以下の特許文献1, 2にも、受信信号の変調型式を推定する技術が開示されているが、中心周波数などの諸元が既知であることを前提するものである。

【先行技術文献】

【特許文献】

50

【 0 0 0 4 】

【特許文献 1】特開 2 0 0 2 - 0 6 4 5 7 7 号公報

【特許文献 2】特開 2 0 0 4 - 2 4 8 2 1 9 号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 0 5 】

従来の変調型式識別回路は以上のように構成されているので、受信信号の中心周波数や、シンボル速度などの諸元が事前に分からなければ、受信信号の変調型式を推定することができず、受信信号を復調することができないなどの課題があった。

【 0 0 0 6 】

この発明は上記のような課題を解決するためになされたもので、未知のシンボル速度で変調された受信信号を復調するに際して、そのシンボル速度を推定することができるシンボル推定回路を得ることを目的とする。

また、この発明は、シンボル推定回路により推定されたシンボル速度を用いて、変調型式が未知の受信信号を復調することができる復調回路を得ることを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 0 7 】

この発明に係るシンボル推定回路は、未知のシンボル速度で変調された受信信号から直交検波された I Q 信号を周波数領域の信号に変換し、周波数領域の信号の中でピーク電力が得られる周波数値を特定するとともに、その周波数値からシンボル速度を粗推定するシンボル粗推定器と、その I Q 信号から各シンボル内のナイキスト位相を検出して、各シンボル内のナイキスト位相から周波数偏差を算出し、その周波数偏差をシンボル粗推定器により粗推定されたシンボル速度に加算するシンボル精推定器とを設けるようにしたものである。

【発明の効果】

【 0 0 0 8 】

この発明によれば、未知のシンボル速度で変調された受信信号から直交検波された I Q 信号を周波数領域の信号に変換し、周波数領域の信号の中でピーク電力が得られる周波数値を特定するとともに、その周波数値からシンボル速度を粗推定するシンボル粗推定器と、その I Q 信号から各シンボル内のナイキスト位相を検出して、各シンボル内のナイキスト位相から周波数偏差を算出し、その周波数偏差をシンボル粗推定器により粗推定されたシンボル速度に加算するシンボル精推定器とを設けるように構成したので、未知のシンボル速度で変調された受信信号を復調するに際して、そのシンボル速度を推定することができる効果がある。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 0 9 】

【図 1】この発明の実施の形態 1 によるシンボル推定回路を実装している復調回路を示す構成図である。

【図 2】この発明の実施の形態 1 によるシンボル推定回路のシンボル粗推定器を示す構成図である。

【図 3】この発明の実施の形態 1 によるシンボル推定回路のシンボル精推定器を示す構成図である。

【図 4】シンボル情報検出器 1 0 の検出結果である補間処理後のシンボル周波数  $P_{T1}$  と、ピーク電力  $MAX(P_{AVE1}(\quad))$  とを示す説明図である。

【図 5】BTR 検出回路 6 1, 6 2 により検出される各シンボル内のナイキスト位相  $N(n)$  及び周波数偏差  $f_R$  であるシンボル速度偏差の一例を示す説明図である。

【発明を実施するための形態】

【 0 0 1 0 】

実施の形態 1 .

図 1 はこの発明の実施の形態 1 によるシンボル推定回路を実装している復調回路を示す

10

20

30

40

50

構成図である。

図 1 において、シンボル推定回路 1 は未知のシンボル速度で変調された受信信号を復調するに際して、そのシンボル速度を推定する装置である。

シンボル粗推定器 2 は未知のシンボル速度で変調された受信信号から直交検波された I Q 信号を入力し、その I Q 信号に重畳されているノイズ（ガウス雑音）を除去する帯域制限フィルタ 2 a を実装している。

シンボル粗推定器 2 は帯域制限フィルタ 2 a によるノイズ除去後の I Q 信号を周波数領域の信号に変換し、周波数領域の信号の中でピーク電力が得られる周波数値を特定するとともに、その周波数値からシンボル速度を粗推定する処理を実施する。

【 0 0 1 1 】

帯域制限フィルタ 2 a は例えば 99% 法や 3 dB 法を実施することで占有帯域幅を推定する図示せぬ推定回路等から出力された占有帯域幅推定値  $F_w$ （または、既知の情報として、スペアナ等で測定された占有帯域幅値）を入力し、その占有帯域幅推定値  $F_w$  の倍（例えば、約 1.3 倍 =  $1.3 \times F_w$ ）のカットオフ周波数で I Q 信号を通過させるものである。これにより、シンボル帯域の推定に必要な I Q 信号がフィルタリングで肩落ちしない程度にガウス雑音の除去が行われる。

【 0 0 1 2 】

シンボル精推定器 3 は帯域制限フィルタ 2 a によるノイズ除去後の I Q 信号から各シンボル内のナイキスト位相を検出して、各シンボル内のナイキスト位相から周波数偏差を算出し、その周波数偏差をシンボル粗推定器 2 により粗推定されたシンボル速度に加算する処理を実施する。

復調器 4 はシンボル推定回路 1 のシンボル精推定器 3 により周波数偏差が加算されたシンボル速度を用いて、上記受信信号の復調処理を行う。

【 0 0 1 3 】

図 2 はこの発明の実施の形態 1 によるシンボル推定回路 1 のシンボル粗推定器 2 を示す構成図である。

図 2 において、シンボル情報検出器 10 は I Q 信号の非線形処理と FFT（高速フーリエ変換）処理を実施することで、周波数領域の信号の中でピーク電力  $MAX(PAVE1(\quad))$  が得られる周波数値  $P_{T1}$  を特定する処理を実施する。なお、シンボル情報検出器 10 は第 1 のシンボル情報検出器を構成している。

【 0 0 1 4 】

シンボル情報検出器 20 は I Q 信号のゼロクロス点の検出処理と FFT 処理を実施することで、周波数領域の信号の中でピーク電力  $MAX(PAVE2(\quad))$  が得られる周波数値  $P_{T2}$  を特定する処理を実施する。なお、シンボル情報検出器 20 は第 2 のシンボル情報検出器を構成している。

シンボル情報検出器 30 は I Q 信号の周波数変動の検出処理、非線形処理及び FFT 処理を実施することで、周波数領域の信号の中でピーク電力  $MAX(PAVE3(\quad))$  が得られる周波数値  $P_{T3}$  を特定する処理を実施する。なお、シンボル情報検出器 30 は第 3 のシンボル情報検出器を構成している。

【 0 0 1 5 】

シンボル情報検出器 10 の LPF 部 11 は直交検波された I Q 信号  $S_R(n)$  に対してフィルタリング処理を実施する。このフィルタリング処理は、例えば、ルートナイキストフィルタ（例えば、カットオフ周波数  $f_c = 3 \text{ dB}$  : 占有帯域幅推定値  $F_w \times 1.3$ ）を用いるものであり、帯域制限フィルタ 2 a のフィルタリング処理に相当する。

非線形部 12 は LPF 部 11 によるフィルタリング処理後の I Q 信号  $S'_R(n)$  に対する非線形処理（2 乗処理）を実施し、非線形処理後の I Q 信号  $f(n)$  を出力する。

【 0 0 1 6 】

FFT 部 13 は非線形部 12 による非線形処理後の I Q 信号  $f(n)$  に対してハニング窓関数係数  $W(n)$  を乗算したのち、N ポイント（例えば、1024 ポイント）の複素 FFT 処理を実施する。

10

20

30

40

50

FFT時間領域平均部14はFFT部13による複数個のFFT結果 $F(\quad)$ に対して、複数回の時間加算処理を行うことで、0~1023の周波数値の範囲で、周波数領域信号の電力PAVE1( $\quad$ )を算出する。

【0017】

ピーク電力検出部15はFFT時間領域平均部14により算出された周波数領域信号の電力PAVE1( $\quad$ )の中で、最も高いピーク電力MAX(PAVE1( $\quad$ ))を検出して、そのピーク電力MAX(PAVE1( $\quad$ ))が得られる周波数値 $P_{AVE1}$ をシンボル周波数として出力する処理を実施する。

ラグランジェ補間部16はピーク電力検出部15から出力されたシンボル周波数 $P_{AVE1}$ に対する補間処理(例えば、ラグランジェ2次補間処理)を実施し、補間処理後のシンボル周波数 $P_{T1}$ 及びピーク電力MAX(PAVE1( $\quad$ ))を周波数値選択部40に出力する。

【0018】

シンボル情報検出器20の周波数偏差検出部21は直交検波されたIQ信号 $S_R(n)$ から、例えば逡倍法などを実施することで、IQ信号 $S_R(n)$ の中心周波数 $f_c$ の推定を行う。ここでは、周波数偏差検出部21が中心周波数 $f_c$ を推定しているが、既知情報として中心周波数 $f_c$ が事前に与えられるようにしてもよい。

周波数回転部22は周波数偏差検出部21により推定された中心周波数 $f_c$ 分だけ、IQ信号 $S_R(n)$ の周波数を回転させる処理を実施する。

【0019】

LPF部23は周波数回転部22による周波数回転処理後のIQ信号 $S_{ROT}(n)$ に対してフィルタリング処理を実施する。このフィルタリング処理は、例えば、ルートナイキストフィルタ(例えば、カットオフ周波数 $f_c = 3\text{ dB}$ :占有帯域幅推定値 $Fw \times 1.3$ )を用いるものであり、帯域制限フィルタ2aのフィルタリング処理に相当する。

ゼロクロス検出部24はLPF部23によるフィルタリング処理後のIQ信号 $S'_{ROT}(n)$ と1シンボル前のIQ信号 $S'_{ROT}(n-1)$ との間のゼロクロス点の検出処理を実施して、パルス波のIQ信号 $f(n)$ を生成する。

【0020】

FFT部25はゼロクロス検出部24により生成されたパルス波のIQ信号 $f(n)$ に対してハニング窓関数係数 $W(n)$ を乗算したのち、Nポイント(例えば、1024ポイント)の複素FFT処理を実施する。

FFT時間領域平均部26はFFT部25による複数個のFFT結果 $F(\quad)$ に対して、複数回の時間加算処理を行うことで、0~1023の周波数値の範囲で、周波数領域信号の電力PAVE2( $\quad$ )を算出する。

【0021】

ピーク電力検出部27はFFT時間領域平均部26により算出された周波数領域信号の電力PAVE2( $\quad$ )の中で、最も高いピーク電力MAX(PAVE2( $\quad$ ))を検出して、そのピーク電力MAX(PAVE2( $\quad$ ))が得られる周波数値 $P_{AVE2}$ をシンボル周波数として出力する処理を実施する。

ラグランジェ補間部28はピーク電力検出部27から出力されたシンボル周波数 $P_{AVE2}$ に対する補間処理(例えば、ラグランジェ2次補間処理)を実施し、補間処理後のシンボル周波数 $P_{T2}$ 及びピーク電力MAX(PAVE2( $\quad$ ))を周波数値選択部40に出力する。

【0022】

シンボル情報検出器30のLPF部31は直交検波されたIQ信号 $S_R(n)$ に対してフィルタリング処理を実施する。このフィルタリング処理は、例えば、ルートナイキストフィルタ(例えば、カットオフ周波数 $f_c = 3\text{ dB}$ :占有帯域幅推定値 $Fw \times 1.3$ )を用いるものであり、帯域制限フィルタ2aのフィルタリング処理に相当する。

周波数ディスクリミネータ部32はLPF部31によるフィルタリング処理後のIQ信号 $S'_R(n)$ の位相情報 $\angle(n)$ を微分演算することで、IQ信号 $S'_R(n)$ の瞬時

10

20

30

40

50

周波数変動を検出する。

非線形部 33 は周波数ディスクリミネータ部 32 の検出結果に対する非線形処理 (2 乗処理) を実施し、非線形処理後の信号  $f(n)$  を出力する。

【0023】

FFT部 34 は非線形部 33 による非線形処理後の信号  $f(n)$  に対してハニング窓関数係数  $W(n)$  を乗算したのち、 $N$  ポイント (例えば、1024 ポイント) の複素 FFT 処理を実施する。

FFT時間領域平均部 35 はFFT部 34 による複数個のFFT結果  $F(\quad)$  に対して、複数回の時間加算処理を行うことで、0 ~ 1023 の周波数値の範囲で、周波数領域信号の電力  $PAVE3(\quad)$  を算出する。

【0024】

ピーク電力検出部 36 はFFT時間領域平均部 35 により算出された周波数領域信号の電力  $PAVE3(\quad)$  の中で、最も高いピーク電力  $MAX(PAVE3(\quad))$  を検出して、そのピーク電力  $MAX(PAVE3(\quad))$  が得られる周波数値  $PAVE3$  をシンボル周波数として出力する処理を実施する。

ラグランジェ補間部 37 はピーク電力検出部 36 から出力されたシンボル周波数  $PAVE3$  に対する補間処理 (例えば、ラグランジェ2次補間処理) を実施し、補間処理後のシンボル周波数  $PT3$  及びピーク電力  $MAX(PAVE3(\quad))$  を周波数値選択部 40 に出力する。

【0025】

周波数値選択部 40 はシンボル情報検出器 10, 20, 30 から出力された補間処理後のシンボル周波数  $PT1, PT2, PT3$  の中から、最も高いピーク電力が得られるシンボル周波数 (周波数値)  $PT$  を選択する処理を実施する。

シンボル速度算出部 50 は周波数値選択部 40 により選択されたシンボル周波数  $PT$  からシンボル速度  $f_R$  を算出する処理を実施する。

【0026】

図3はこの発明の実施の形態1によるシンボル推定回路1のシンボル精推定器3を示す構成図である。

図3において、非線形処理によるBTR(Bit Timing Recovery)検出回路61は周波数値選択部40により選択されたシンボル周波数  $PT$  が、シンボル情報検出器10から出力された補間処理後のシンボル周波数  $PT1$  又はシンボル情報検出器30から出力された補間処理後のシンボル周波数  $PT3$  である場合、帯域制限フィルタ2aによるノイズ除去後のIQ信号  $S'_R(n)$  に対して非線形処理を実施することで、各シンボル内のナイキスト位相  $N(n)$  を検出する処理を実施する。

【0027】

ゼロクロスによるBTR検出回路62は周波数値選択部40により選択されたシンボル周波数  $PT$  が、シンボル情報検出器20から出力された補間処理後のシンボル周波数  $PT2$  である場合、帯域制限フィルタ2aによるノイズ除去後のIQ信号  $S'_R(n)$  のゼロクロス点の検出処理を実施することで、各シンボル内のナイキスト位相  $N(n)$  を検出する処理を実施する。

シンボル偏差検出回路63はBTR検出回路61又はBTR検出回路62により検出された各シンボル内のナイキスト位相  $N(n)$  から周波数偏差  $f_R$  を算出して、その周波数偏差  $f_R$  をシンボル粗推定器2のシンボル速度算出部50により算出されたシンボル速度  $f_R$  に加算し、その加算結果  $f_R + f_R$  をシンボル速度の精推定結果として復調器4に出力する処理を実施する。

【0028】

次に動作について説明する。

シンボル粗推定器2は、未知のシンボル速度で変調された受信信号から直交検波されたIQ信号  $S_R(n)$  を入力すると、帯域制限フィルタ2aを用いて、そのIQ信号  $S_R(n)$  に重畳されているノイズ (ガウス雑音) を除去する。

10

20

30

40

50

シンボル粗推定器 2 は、帯域制限フィルタ 2 a によるノイズ除去後の I Q 信号を周波数領域の信号に変換し、周波数領域の信号の中でピーク電力が得られるシンボル周波数  $P_T$  (周波数値) を特定するとともに、そのシンボル周波数  $P_T$  からシンボル速度  $f_R$  を粗推定する。

シンボル粗推定器 2 では、FFT ポイント精度 (例えば、1024 ポイントの FFT 処理を実施する場合、1000 ppm 程度の偏差精度) による粗いシンボル精度の推定処理を行う。

以下、シンボル粗推定器 2 の処理内容を具体的に説明する。

【0029】

シンボル情報検出器 10 は、未知のシンボル速度で変調された受信信号から直交検波された I Q 信号  $S_R(n)$  を入力すると、その I Q 信号  $S_R(n)$  の非線形処理と FFT 処理を実施することで、周波数領域の信号の中でピーク電力  $PAVE1(\ )$  が得られる周波数値  $P_{T1}$  を特定する。

即ち、シンボル情報検出器 10 の LPF 部 11 は、例えば、ルートナイキストフィルタ (例えば、カットオフ周波数  $f_c = 3 \text{ dB}$  : 占有帯域幅推定値  $Fw \times 1.3$ ) を用いて、直交検波された I Q 信号  $S_R(n)$  に対するフィルタリング処理を実施し、フィルタリング処理後の I Q 信号  $S'_R(n)$  を非線形部 12 に出力する。

$$S'_R(n) = S'_{R I}(n) + j S'_{R Q}(n) \quad (1)$$

ただし、 $j$  は複素数である。

【0030】

非線形部 12 は、LPF 部 11 が I Q 信号  $S_R(n)$  に対するフィルタリング処理を実施すると、下記の式 (2) に示すように、フィルタリング処理後の I Q 信号  $S'_R(n)$  に対する非線形処理 (2 乗処理) を実施して、非線形処理後の I Q 信号  $f(n)$  を FFT 部 13 に出力する。

$$\begin{aligned} f(n) &= S'_R(n) \times S'_R(n)^* \\ &= S'_{R I}(n) \times S'_{R I}(n) + S'_{R Q}(n) \times S'_{R Q}(n) \end{aligned} \quad (2)$$

ただし、 $*$  は共役を示す記号である。

【0031】

FFT 部 13 は、非線形部 12 から非線形処理後の I Q 信号  $f(n)$  を受けると、下記の式 (3) に示すように、その非線形処理後の I Q 信号  $f(n)$  に対してハニング窓関数係数  $W(n)$  を乗算したのち、 $N$  ポイント (例えば、1024 ポイント) の複素 FFT 処理を実施することで、複数個の FFT 結果  $F(\ )$  を FFT 時間領域平均部 14 に出力する。

$$\begin{aligned} W(n) &= 0.5 - 0.5 \times \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right) \\ F(\omega) &\Leftrightarrow f(n) \times W(n) \end{aligned} \quad (3)$$

【0032】

FFT 時間領域平均部 14 は、FFT 部 13 による複数個 (=  $m$  個) の FFT 結果  $F(\ )$  に対して、複数回の時間加算処理を行うことで、0 ~ 1023 の周波数値の範囲で、周波数領域信号の電力  $PAVE1(\ )$  を算出する。

即ち、FFT 時間領域平均部 14 は、 $F(\ )$  導出時の I Q 信号  $f(n)$  の  $n$  値を、例えば 256 ずつスライドさせながら、下記の式 (4) に示すように、 $(4m - 1)$  回の加算処理を行う。

$$\begin{aligned} PAVE1(\omega) &= \left( \sum_{t=0}^{4m-1} \left( \frac{F_t(\omega)}{P_t(\omega)} \right) \right) \\ P_t(\omega) &= \left( \sum_{\omega=0}^{1023} F_t(\omega) \right) / 1024 \end{aligned} \quad (4)$$

10

20

30

40

50

## 【 0 0 3 3 】

ピーク電力検出部 15 は、FFT 時間領域平均部 14 により算出された周波数領域信号の電力 PAVE1 ( ) の中で、最も高いピーク電力 MAX ( PAVE1 ( ) ) を検出する。

ピーク電力検出部 15 は、ピーク電力 MAX ( PAVE1 ( ) ) を検出すると、そのピーク電力 MAX ( PAVE1 ( ) ) が得られる周波数値 PAVE1 をシンボル周波数としてラグランジェ補間部 16 に出力する。

ただし、ピーク電力を検出する際、周波数値の範囲は、実際にピーク電力が検出されることが期待される範囲に限定して探索するようにしてもよい。

## 【 0 0 3 4 】

ラグランジェ補間部 16 は、ピーク電力検出部 15 からシンボル周波数 PAVE1 を受けると、そのシンボル周波数 PAVE1 に対する補間処理を実施して、補間処理後のシンボル周波数 PT1 及びピーク電力 MAX ( PAVE1 ( ) ) を周波数値選択部 40 に出力する。

例えば、下記の式 (5) に示すようなラグランジェ 2 次補間処理を実施する。

## 【 0 0 3 5 】

$$\omega_{PT1} = c0 \times \omega_{PAVE1-1} + c1 \times \omega_{PAVE1} + c2 \times \omega_{PAVE1+1}$$

$$\text{MAX}(\text{PAVE1}(\omega)) = c0 \times \text{PAVE1}(\omega_{PAVE1-1}) + c1 \times \text{PAVE1}(\omega_{PAVE1}) + c2 \times \text{PAVE1}(\omega_{PAVE1+1}) \quad (5)$$

ただし、

$$c0 = \frac{I_{IPL}(I_{IPL} - N_{DIV})}{2 \times N_{DIV}^2}$$

$$c1 = \frac{I_{IPL}}{1 - (N_{DIV})^2}$$

$$c2 = \frac{I_{IPL}(I_{IPL} + N_{DIV})}{2 \times N_{DIV}^2}$$

なお、 $I_{IPL}$  は以下を満たす  $i$  である。

$$i = -N_{DIV} + 1, -N_{DIV} + 2, \dots, N_{DIV} - 1$$

## 【 0 0 3 6 】

図 4 はシンボル情報検出器 10 の検出結果である補間処理後のシンボル周波数 PT1 と、ピーク電力 MAX ( PAVE1 ( ) ) とを示す説明図である。

図 4 の例では、FFT ポイント番号が “ 256 ” の周波数がシンボル周波数 PT1 であり、約 -12 dB の電力が得られている。

## 【 0 0 3 7 】

シンボル情報検出器 20 は、未知のシンボル速度で変調された受信信号から直交検波された IQ 信号  $S_R(n)$  を入力すると、その IQ 信号  $S_R(n)$  のゼロクロス点の検出処理と FFT 処理を実施することで、周波数領域の信号の中でピーク電力 MAX ( PAVE2 ( ) ) が得られる周波数値 PT2 を特定する。

即ち、シンボル情報検出器 20 の周波数偏差検出部 21 は、直交検波された IQ 信号  $S_R(n)$  から、例えば通倍法などを実施することで、その IQ 信号  $S_R(n)$  の中心周波数  $f_c$  の推定を行う。

ここでは、周波数偏差検出部 21 が中心周波数  $f_c$  を推定しているが、既知情報として中心周波数  $f_c$  が事前に与えられるようにしてもよい。

## 【 0 0 3 8 】

周波数回転部 22 は、周波数偏差検出部 21 が中心周波数  $f_c$  を推定すると、下記の式 (6) に示すように、その中心周波数  $f_c$  分だけ、IQ 信号  $S_R(n)$  の周波数を回

10

20

30

40

50



転させる。

$$S_{R O T}(n) = S_R(n) \times \exp(-2 \pi (f_c / F_s) \times n) \quad (6)$$

ただし、 $F_s$ はデジタルIQ信号をサンプリングしたA/D(Analog to Digital Converter)サンプリング周波数、 $n$ は時間サンプル番号( $n = 0, \dots, 1023$ )である。

【0039】

LPF部23は、例えば、ルートナイキストフィルタ(例えば、カットオフ周波数 $f_c = 3 \text{ dB}$ :占有帯域幅推定値 $F_w \times 1.3$ )を用いて、周波数回転部22による周波数回転処理後のIQ信号 $S_{R O T}(n)$ に対するフィルタリング処理を実施し、フィルタリング処理後のIQ信号 $S'_{R O T}(n)$ をゼロクロス検出部24に出力する。

$$S'_{R O T}(n) = S'_{R O T I}(n) + j S'_{R O T Q}(n) \quad (7)$$

ただし、 $j$ は複素数である。

【0040】

ゼロクロス検出部24は、LPF部23からフィルタリング処理後のIQ信号 $S'_{R O T}(n)$ を受けると、そのIQ信号 $S'_{R O T}(n)$ と1シンボル前のIQ信号 $S'_{R O T}(n-1)$ との間のゼロクロス点の検出処理を実施して、パルス波のIQ信号 $f(n)$ を生成する。

$$f(n) = \text{dout} I(n) + j \times \text{dout} Q(n) \quad (8)$$

ただし、 $j$ は複素数である。

【0041】

即ち、ゼロクロス検出部24は、 $I_{c h}$ 信号及び $Q_{c h}$ 信号について下記の計算を行うことにより、パルス波のIQ信号 $f(n)$ を生成する。

ただし、下記の計算において、

InZeroDet=1はゼロクロス有、InZeroDet=0はゼロクロス無を示している。

10

20

## ・ I c h 信号

```

if( S' ROTI(n)>0 && S' ROTI(n-1)<0)
    *(doutI+i)= 10.0;
    *(doutQ+i)= 0.0;
    inZeroDet= 1;
if( S' ROTI(n)<0 && S' ROTI(n-1)>0)
    *(doutI+i)= 10.0;
    *(doutQ+i)= 0.0;
    inZeroDet= 1;
else
    *(doutI+i)= 0.0;
    *(doutQ+i)= 0.0;
    inZeroDet= 0;

```

10

## ・ Q c h 信号

```

if( S' ROTIQ(n)>0 && S' ROTIQ(n-1)<0)
    *(doutI+i)= 10.0;
    *(doutQ+i)= 0.0;
    inZeroDet= 1;
if( S' ROTIQ(n)<0 && S' ROTIQ(n-1)>0)
    *(doutI+i)= 10.0;
    *(doutQ+i)= 0.0;
    inZeroDet= 1;
else
    *(doutI+i)= 0.0;
    *(doutQ+i)= 0.0;
    inZeroDet= 0;

```

20

## 【 0 0 4 2 】

F F T 部 2 5 は、ゼロクロス検出部 2 4 がパルス波の I Q 信号  $f(n)$  を生成すると、下記の式 ( 9 ) に示すように、そのパルス波の I Q 信号  $f(n)$  に対してハニング窓関数係数  $W(n)$  を乗算したのち、N ポイント ( 例えば、1 0 2 4 ポイント ) の複素 F F T 処理を実施することで、複数個の F F T 結果  $F( )$  を F F T 時間領域平均部 2 6 に出力する。

30

$$W(n) = 0.5 - 0.5 \times \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right)$$

$$F(\omega) \Leftrightarrow f(n) \times W(n) \quad (9)$$

## 【 0 0 4 3 】

F F T 時間領域平均部 2 6 は、F F T 部 2 5 による複数個 ( = m 個 ) の F F T 結果  $F( )$  に対して、複数回の時間加算処理を行うことで、0 ~ 1 0 2 3 の周波数値 の範囲で、周波数領域信号の電力 P A V E 2 ( ) を算出する。

即ち、F F T 時間領域平均部 2 6 は、 $F( )$  導出時の I Q 信号  $f(n)$  の n 値を、例えば 2 5 6 ずつスライドさせながら、下記の式 ( 1 0 ) に示すように、( 4 m - 1 ) 回の加算処理を行う。

40

$$PAVE2(\omega) = \left( \sum_{t=0}^{4m-1} \left( \frac{F_t(\omega)}{P_t(\omega)} \right) \right)$$

( 1 0 )

$$P_t(\omega) = \left( \sum_{\omega=0}^{1023} F_t(\omega) \right) / 1024$$

## 【 0 0 4 4 】

ピーク電力検出部 2 7 は、F F T 時間領域平均部 2 6 により算出された周波数領域信号

50

の電力  $P_{AVE2}(\ )$  の中で、最も高いピーク電力  $MAX(P_{AVE2}(\ ))$  を検出する。

ピーク電力検出部 27 は、ピーク電力  $MAX(P_{AVE2}(\ ))$  を検出すると、そのピーク電力  $MAX(P_{AVE2}(\ ))$  が得られる周波数値  $P_{AVE2}$  をシンボル周波数としてラグランジェ補間部 28 に出力する。

ただし、ピーク電力を検出する際、周波数値の範囲は、実際にピーク電力が検出されることが期待される範囲に限定して探索するようにしてもよい。

【0045】

ラグランジェ補間部 28 は、ピーク電力検出部 27 からシンボル周波数  $P_{AVE2}$  を受けると、そのシンボル周波数  $P_{AVE2}$  に対する補間処理を実施して、補間処理後のシンボル周波数  $P_{T2}$  及びピーク電力  $MAX(P_{AVE2}(\ ))$  を周波数値選択部 40 に出力する。

例えば、下記の式 (11) に示すようなラグランジェ 2 次補間処理を実施する。

【0046】

$$\begin{aligned} \omega_{PT2} &= c0 \times \omega_{PAVE2-1} + c1 \times \omega_{PAVE2} + c2 \times \omega_{PAVE2+1} \\ MAX(PAVE2(\omega)) &= c0 \times PAVE2(\omega_{PAVE2-1}) + c1 \times PAVE2(\omega_{PAVE2}) + c2 \times PAVE2(\omega_{PAVE2+1}) \end{aligned} \quad (11)$$

ただし、

$$\begin{aligned} c0 &= \frac{I_{IPL}(I_{IPL} - N_{DIV})}{2 \times N_{DIV}^2} \\ c1 &= \frac{I_{IPL}}{1 - (N_{DIV})^2} \\ c2 &= \frac{I_{IPL}(I_{IPL} + N_{DIV})}{2 \times N_{DIV}^2} \end{aligned}$$

なお、 $I_{IPL}$  は以下を満たす  $i$  である。

$$i = -N_{DIV} + 1, -N_{DIV} + 2, \dots, N_{DIV} - 1$$

【0047】

シンボル情報検出器 30 は、未知のシンボル速度で変調された受信信号から直交検波された  $IQ$  信号  $S_R(n)$  を入力すると、その  $IQ$  信号  $S_R(n)$  の周波数変動の検出処理、非線形処理及び  $FFT$  処理を実施することで、周波数領域の信号の中でピーク電力  $MAX(P_{AVE3}(\ ))$  が得られる周波数値  $P_{T3}$  を特定する。

即ち、シンボル情報検出器 30 の  $LPF$  部 31 は、例えば、ルートナイキストフィルタ (例えば、カットオフ周波数  $f_c = 3 \text{ dB}$  : 占有帯域幅推定値  $F_w \times 1.3$ ) を用いて、直交検波された  $IQ$  信号  $S_R(n)$  に対するフィルタリング処理を実施し、フィルタリング処理後の  $IQ$  信号  $S'_R(n)$  を周波数ディスクリミネータ部 32 に出力する。

$$S'_R(n) = S'_{RI}(n) + j S'_{RQ}(n) \quad (12)$$

ただし、 $j$  は複素数である。

【0048】

周波数ディスクリミネータ部 32 は、 $LPF$  部 31 からフィルタリング処理後の  $IQ$  信号  $S'_R(n)$  を受けると、下記の式 (13) に示すように、その  $IQ$  信号  $S'_R(n)$  の位相情報  $\phi(n)$  を微分演算することで、 $IQ$  信号  $S'_R(n)$  の瞬時周波数変動を検出する。

$$\begin{aligned}
 f(n) &= \frac{d\theta(n)}{dn} = \frac{d}{dn} \left( \tan^{-1} \left( \frac{Q(n)}{I(n)} \right) \right) \\
 &= \frac{1}{1 + Q(n)/I(n)} (Q(n-1)/I(n-1)) \\
 &= \frac{I(n) \times Q(n-1) - I(n-1) \times Q(n)}{I(n)^2 + Q(n)^2}
 \end{aligned}
 \tag{13}$$

## 【 0 0 4 9 】

10

非線形部 3 3 は、周波数ディスクリミネータ部 3 2 の検出結果  $f(n)$  に対する非線形処理（2乗処理）を実施して、非線形処理後の信号  $f(n)$  をFFT部 3 4 に出力する。

FFT部 3 4 は、非線形部 3 3 から非線形処理後の信号  $f(n)$  を受けると、下記の式（14）に示すように、その非線形処理後の信号  $f(n)$  に対してハニング窓関数係数  $W(n)$  を乗算したのち、 $N$ ポイント（例えば、1024ポイント）の複素FFT処理を実施することで、複数個のFFT結果  $F(\omega)$  をFFT時間領域平均部 3 5 に出力する。

$$W(n) = 0.5 - 0.5 \times \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right)$$

$$F(\omega) \Leftrightarrow f(n) \times W(n)$$

(14)

20

## 【 0 0 5 0 】

FFT時間領域平均部 3 5 は、FFT部 3 4 による複数個（ $=m$ 個）のFFT結果  $F(\omega)$  に対して、複数回の時間加算処理を行うことで、0～1023の周波数値の範囲で、周波数領域信号の電力PAVE3（ $P_t(\omega)$ ）を算出する。

即ち、FFT時間領域平均部 3 5 は、 $F(\omega)$  導出時の信号  $f(n)$  の  $n$  値を、例えば256ずつスライドさせながら、下記の式（15）に示すように、 $(4m-1)$ 回の加算処理を行う。

$$PAVE3(\omega) = \left( \sum_{t=0}^{4m-1} \left( \frac{F_t(\omega)}{P_t(\omega)} \right) \right)$$

(15)

30

$$P_t(\omega) = \left( \sum_{\omega=0}^{1023} F_t(\omega) \right) / 1024$$

## 【 0 0 5 1 】

ピーク電力検出部 3 6 は、FFT時間領域平均部 3 5 により算出された周波数領域信号の電力PAVE3（ $P_t(\omega)$ ）の中で、最も高いピーク電力MAX（PAVE3（ $P_t(\omega)$ ））を検出する。

ピーク電力検出部 3 6 は、ピーク電力MAX（PAVE3（ $P_t(\omega)$ ））を検出すると、そのピーク電力MAX（PAVE3（ $P_t(\omega)$ ））が得られる周波数値  $P_{AVE3}$  をシンボル周波数としてラグランジェ補間部 3 7 に出力する。

ただし、ピーク電力を検出する際、周波数値の範囲は、実際にピーク電力が検出されることが期待される範囲に限定して探索するようにしてもよい。

40

## 【 0 0 5 2 】

ラグランジェ補間部 3 7 は、ピーク電力検出部 3 6 からシンボル周波数  $P_{AVE3}$  を受けると、そのシンボル周波数  $P_{AVE3}$  に対する補間処理を実施して、補間処理後のシンボル周波数  $P_{T3}$  及びピーク電力MAX（PAVE3（ $P_t(\omega)$ ））を周波数値選択部 4 0 に出力する。

例えば、下記の式（16）に示すようなラグランジェ2次補間処理を実施する。

## 【 0 0 5 3 】

$$\begin{aligned} \omega_{PT3} &= c0 \times \omega_{PAVE3-1} + c1 \times \omega_{PAVE3} + c2 \times \omega_{PAVE3+1} \\ \text{MAX}(PAVE3(\omega)) &= c0 \times PAVE3(\omega_{PAVE3-1}) + c1 \times PAVE3(\omega_{PAVE3}) + c2 \times PAVE2(\omega_{PAVE3+1}) \end{aligned} \quad (16)$$

ただし、

$$c0 = \frac{I_{IPL}(I_{IPL} - N_{DIV})}{2 \times N_{DIV}^2}$$

$$c1 = \frac{I_{IPL}}{1 - (N_{DIV})^2}$$

$$c2 = \frac{I_{IPL}(I_{IPL} + N_{DIV})}{2 \times N_{DIV}^2}$$

10

なお、 $I_{IPL}$  は以下を満たす  $i$  である。

$$i = -N_{DIV} + 1, -N_{DIV} + 2, \dots, N_{DIV} - 1$$

#### 【0054】

周波数値選択部40は、シンボル情報検出器10、20、30から補間処理後のシンボル周波数  $p_{T1}$ 、 $p_{T2}$ 、 $p_{T3}$  と、ピーク電力  $\text{MAX}(PAVE1(\quad))$ 、 $\text{MAX}(PAVE2(\quad))$ 、 $\text{MAX}(PAVE3(\quad))$  を受けると、ピーク電力  $\text{MAX}(PAVE1(\quad))$ 、 $\text{MAX}(PAVE2(\quad))$ 、 $\text{MAX}(PAVE3(\quad))$  を比較して、補間処理後のシンボル周波数  $p_{T1}$ 、 $p_{T2}$ 、 $p_{T3}$  の中から、最も高いピーク電力が得られるシンボル周波数  $p_T$  を選択する。

20

例えば、 $\text{MAX}(PAVE2(\quad)) > \text{MAX}(PAVE3(\quad)) > \text{MAX}(PAVE1(\quad))$  であれば、補間処理後のシンボル周波数  $p_{T2}$  を選択し、 $\text{MAX}(PAVE3(\quad)) > \text{MAX}(PAVE1(\quad)) > \text{MAX}(PAVE2(\quad))$  であれば、補間処理後のシンボル周波数  $p_{T3}$  を選択する。

#### 【0055】

シンボル速度算出部50は、周波数値選択部40がシンボル周波数  $p_T$  を選択すると、下記の式(17)に示すように、そのシンボル周波数  $p_T$  からシンボル速度  $f_R$  を算出し、そのシンボル速度  $f_R$  を粗推定結果としてシンボル精推定器3に出力する。また、周波数値選択部40により選択されたシンボル周波数  $p_T$  をシンボル精推定器3に出力する。

30

$$f_R = p_T / N \times F_s \quad (17)$$

ただし、 $N$  はFFTのポイント数、 $F_s$  はA/Dのサンプリング周波数である。

#### 【0056】

シンボル精推定器3は、シンボル粗推定器2からシンボル速度  $f_R$  及びシンボル周波数  $p_T$  を受けると、帯域制限フィルタ2aによるノイズ除去後のIQ信号  $S'_R(n)$  から各シンボル内のナイキスト位相  $N(n)$  を検出して、各シンボル内のナイキスト位相  $N(n)$  から周波数偏差  $f_R$  を算出し、その周波数偏差  $f_R$  をシンボル粗推定器2により粗推定されたシンボル速度  $f_R$  に加算する。

40

#### 【0057】

即ち、シンボル精推定器3の非線形処理によるBTR検出回路61は、シンボル粗推定器2から出力されたシンボル周波数  $p_T$  が、シンボル情報検出器10から出力された補間処理後のシンボル周波数  $p_{T1}$  である場合、あるいは、シンボル情報検出器30から出力された補間処理後のシンボル周波数  $p_{T3}$  である場合、帯域制限フィルタ2aによるノイズ除去後のIQ信号  $S'_R(n)$  に対して非線形処理を実施することで、各シンボル内のナイキスト位相  $N(n)$  を検出する。

非線形処理によるBTR検出回路61がナイキスト位相  $N(n)$  を検出する処理自体は公知の技術であるため詳細な説明を省略する。

#### 【0058】

50

ゼロクロスによるBTR検出回路62は、シンボル粗推定器2から出力されたシンボル周波数 $f_{PT}$ が、シンボル情報検出器20から出力された補間処理後のシンボル周波数 $f_{PT2}$ である場合、帯域制限フィルタ2aによるノイズ除去後のIQ信号 $S'_R(n)$ のゼロクロス点の検出処理を実施することで、各シンボル内のナイキスト位相 $\theta_N(n)$ を検出する。

ゼロクロスによるBTR検出回路62がナイキスト位相 $\theta_N(n)$ を検出する処理自体は公知の技術であるため詳細な説明を省略する。

ここで、図5はBTR検出回路61, 62により検出される各シンボル内のナイキスト位相 $\theta_N(n)$ 及び周波数偏差 $f_R$ であるシンボル速度偏差の一例を示す説明図である。

10

#### 【0059】

シンボル偏差検出回路63は、BTR検出回路61又はBTR検出回路62が各シンボル内のナイキスト位相 $\theta_N(n)$ を検出すると、下記の式(18)に示すように、そのナイキスト位相 $\theta_N(n)$ から周波数偏差 $f_R$ を算出する。

$$f_R = \frac{(\theta_N(n_B) - \theta_N(n_A)) / 360}{(n_B - n_A)} \times (f_R / (n_B - n_A)) \quad (18)$$

図5の例では、 $n_A$ シンボル目のナイキスト位相 $\theta_N(n_A)$ が140、 $n_B$ シンボル目のナイキスト位相 $\theta_N(n_B)$ が230であるため、周波数偏差 $f_R$ は、下記のようになる。

$$f_R = \frac{(\theta_N(n_B) - \theta_N(n_A)) / 360}{(n_B - n_A)} \times (f_R / (n_B - n_A)) \\ = \frac{(230 - 140) / 360}{(n_B - n_A)} \times (f_R / (n_B - n_A)) \text{ (Hz)}$$

20

#### 【0060】

シンボル偏差検出回路63は、ナイキスト位相 $\theta_N(n)$ から周波数偏差 $f_R$ を算出すると、その周波数偏差 $f_R$ をシンボル粗推定器2のシンボル速度算出部50により算出されたシンボル速度 $f_R$ に加算し、その加算結果 $f_R + f_R$ をシンボル速度の精推定結果として復調器4に出力する。

これにより、シンボル粗推定器2の粗推定結果では、FFT1024ptの精度(約1000ppm)であるが、シンボル精推定器3の精推定結果では、約50ppm以下の偏差に改善される。

#### 【0061】

復調器4は、シンボル推定回路1のシンボル精推定器3の精推定結果であるシンボル速度 $f_R + f_R$ を用いて、上記受信信号の復調処理を行う。

復調器4の復調処理自体は公知の技術であるため詳細な説明を省略する。

#### 【0062】

以上で明らかなように、この実施の形態1によれば、未知のシンボル速度で変調された受信信号から直交検波されたIQ信号 $S_R(n)$ に重畳されているノイズを除去する帯域制限フィルタ2aを実装し、帯域制限フィルタ2aによるノイズ除去後のIQ信号 $S'_R(n)$ を周波数領域の信号に変換し、周波数領域の信号の中でピーク電力が得られるシンボル周波数 $f_{PT}$ を特定するとともに、そのシンボル周波数 $f_{PT}$ からシンボル速度 $f_R$ を粗推定するシンボル粗推定器2と、帯域制限フィルタ2aによるノイズ除去後のIQ信号 $S'_R(n)$ から各シンボル内のナイキスト位相 $\theta_N(n)$ を検出して、各シンボル内のナイキスト位相 $\theta_N(n)$ から周波数偏差 $f_R$ を算出し、その周波数偏差 $f_R$ をシンボル粗推定器2により粗推定されたシンボル速度 $f_R$ に加算するシンボル精推定器3とを設けるように構成したので、未知のシンボル速度で変調された受信信号を復調するに際して、高精度にシンボル速度を推定することができる効果を奏する。

40

#### 【0063】

なお、本願発明はその発明の範囲内において、実施の形態の任意の構成要素の変形、もしくは実施の形態の任意の構成要素の省略が可能である。

#### 【符号の説明】

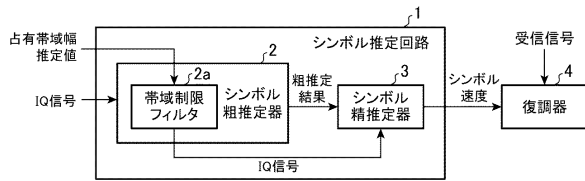
#### 【0064】

50

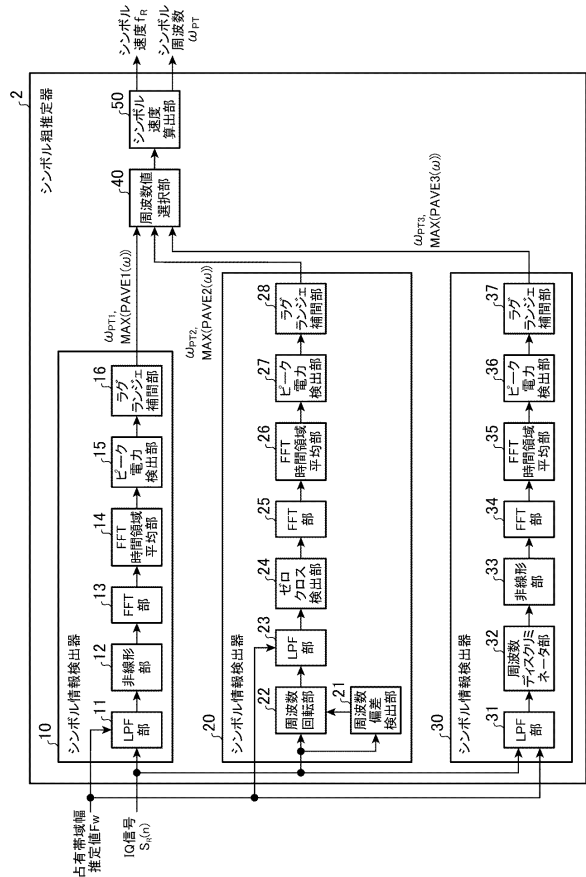
1 シンボル推定回路、2 シンボル粗推定器、2 a 帯域制限フィルタ、3 シンボル精推定器、4 復調器、10 シンボル情報検出器（第1のシンボル情報検出器）、11 LPF部、12 非線形部、13 FFT部、14 FFT時間領域平均部、15 ピーク電力検出部、16 ラグランジェ補間部、20 シンボル情報検出器（第2のシンボル情報検出器）、21 周波数偏差検出部、22 周波数回転部、23 LPF部、24 ゼロクロス検出部、25 FFT部、26 FFT時間領域平均部、27 ピーク電力検出部、28 ラグランジェ補間部、30 シンボル情報検出器（第3のシンボル情報検出器）、31 LPF部、32 周波数ディスクリミネータ部、33 非線形部、34 FFT部、35 FFT時間領域平均部、36 ピーク電力検出部、37 ラグランジェ補間部、40 周波数値選択部、50 シンボル速度算出部、61 非線形処理によるBTR検出回路、62 ゼロクロスによるBTR検出回路、63 シンボル偏差検出回路。

10

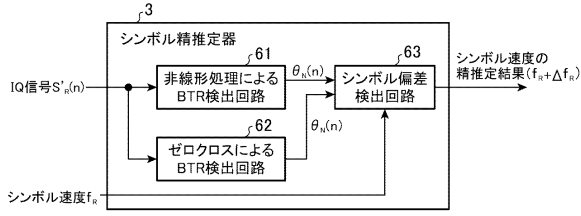
【図1】



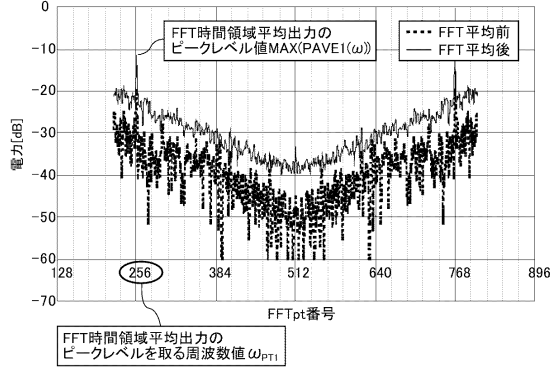
【図2】



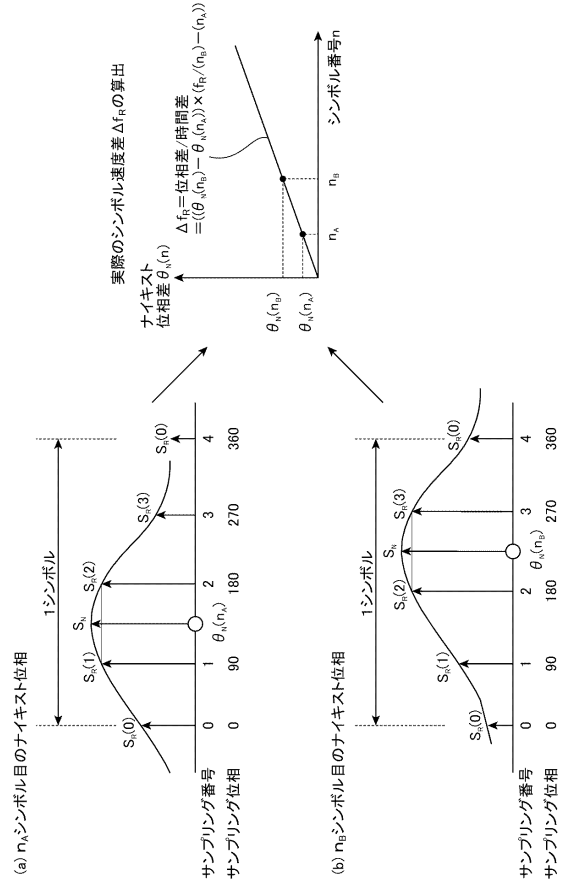
【 図 3 】



【 図 4 】



【 図 5 】





---

フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2011-035557(JP,A)  
特開2006-005720(JP,A)  
特開2005-318246(JP,A)  
特開2008-211760(JP,A)  
特開2001-156866(JP,A)  
特開2002-094584(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)  
H04L 27/00