

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3645208号
(P3645208)

(45) 発行日 平成17年5月11日(2005.5.11)

(24) 登録日 平成17年2月10日(2005.2.10)

(51) Int.Cl.⁷

H04H 5/00

F I

H04H 5/00 303

請求項の数 7 (全 19 頁)

(21) 出願番号	特願2001-326586 (P2001-326586)	(73) 特許権者	000004352
(22) 出願日	平成13年10月24日(2001.10.24)		日本放送協会
(65) 公開番号	特開2003-134068 (P2003-134068A)		東京都渋谷区神南2丁目2番1号
(43) 公開日	平成15年5月9日(2003.5.9)	(73) 特許権者	591053926
審査請求日	平成14年6月14日(2002.6.14)		財団法人エヌエイチケイエンジニアリング サービス
			東京都世田谷区砧一丁目10番11号
		(73) 特許権者	501413954
			アールコム株式会社
			東京都港区西新橋1丁目7番14号
		(73) 特許権者	594009302
			日本キャストム株式会社
			東京都立川市錦町1丁目4番4号
		(74) 代理人	100078237
			弁理士 井出 直孝

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 中波ステレオ放送受信回路

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

左側の情報信号と右側の情報信号との和信号および差信号により変調された角度変調波がさらに和信号により振幅変調された中波ステレオ放送波を受信して復調する中波ステレオ放送受信回路において、

受信した中波ステレオ放送波を単側波帯信号に変換し、変換された単側波帯信号の位相項から和信号を復調する和信号復調手段と、

受信した中波ステレオ放送波の位相項と上記和信号復調手段の復調出力とから差信号を復調する差信号復調手段と

を備えたことを特徴とする中波ステレオ放送受信回路。

10

【請求項2】

上記和信号復調手段は、

受信した中波ステレオ放送波を周波数変換する第一の周波数変換手段と、

この第一の周波数変換手段の入力信号を分岐して振幅制限する手段と、

この振幅制限する手段の出力を上記第一の周波数変換手段の出力に掛け合わせることで、

和信号を復調する上で不要な変調信号成分の除去を行う第二の周波数変換手段と、

この第二の周波数変換手段の出力する振幅変調波を単側波帯信号に変換する手段と

を含む

請求項1記載の中波ステレオ放送受信回路。

【請求項3】

20

上記第一の周波数変換手段が中間周波段に設けられた請求項2記載の中波ステレオ放送受信回路。

【請求項4】

中波ステレオ放送波は、搬送波の角周波数を(ω_c)、和信号を($L+R$)、差信号を($L-R$)、差信号に重畳されるパイロット信号を(P)とすると、時間(t)の関数、

$$S(t) = (1+L+R)\cos(\omega_c t + \phi(t))$$

ただし、

$$\tan \phi(t) = (L-R+P)/(1+L+R)$$

と表される信号であり、

上記差信号復調手段は、

受信した中波ステレオ放送波を周波数弁別して角度成分 $d/dt(\phi(t))$ を抽出する周波数弁別回路と、

抽出された角度成分 $d/dt(\phi(t))$ を積分する積分回路と、

この積分回路の出力 $\phi(t)$ の正接関数 $\tan \phi(t)$ を発生する \tan 関数発生回路と、

この \tan 関数発生回路の出力に、上記和信号復調手段の出力を遅延等化し適切な定数を加算した信号を掛け合わせる手段と

を含む

請求項1記載の中波ステレオ放送受信回路。

【請求項5】

中波ステレオ放送波は、搬送波の角周波数を(ω_c)、和信号を($L+R$)、差信号を($L-R$)、差信号に重畳されるパイロット信号を(P)とすると、時間(t)の関数、

$$S(t) = (1+L+R)\cos(\omega_c t + \phi(t))$$

ただし、

$$\tan \phi(t) = (L-R+P)/(1+L+R)$$

と表される信号であり、

上記差信号復調手段は、

上記振幅制限する手段の出力を周波数弁別して角度成分 $d/dt(\phi(t))$ を抽出する周波数弁別回路と、

抽出された角度成分 $d/dt(\phi(t))$ を積分する積分回路と、

この積分回路の出力 $\phi(t)$ の正接関数 $\tan \phi(t)$ を発生する \tan 関数発生回路と、

この \tan 関数発生回路の出力に、上記和信号復調手段の出力を遅延等化し適切な定数を加算した信号を掛け合わせる手段と

を含む

請求項2記載の中波ステレオ放送受信回路。

【請求項6】

上記和信号復調手段は、受信した中波ステレオ放送波とこれを周波数領域で信号配置を反転させた信号とを重ね合わせてひとつの単側波帯信号に変換する周波数ダイバーシチ手段を含む請求項1記載の中波ステレオ放送受信回路。

【請求項7】

上記周波数ダイバーシチ手段は中間周波段に設けられ、

中間周波に変換された中波ステレオ放送波にその搬送波成分より周波数の高い局部発信信号を掛け合わせて周波数領域における信号配置が互いに反転した差周波数成分と和周波数成分とを抽出する第一の周波数変換手段と、

この第一の周波数変換手段の入力信号を分岐して振幅制限する手段と、

この振幅制限する手段の出力を上記第一の周波数変換手段により抽出された差周波数成分に掛け合わせて和周波数成分を抽出し、上記振幅制限する手段の出力を上記第一の周波数変換手段により抽出された和周波数成分に掛け合わせて差周波数成分を抽出する第二の周波数変換手段と、

この第二の周波数変換手段により得られた和周波数成分と差周波数成分とを加算する手段と

10

20

30

40

50

を含む

請求項 6 記載の中波ステレオ放送受信回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は中波（MF、Medium Frequency）ステレオ放送を受信する受信回路に関する。中波ステレオ放送は、米国の特ローラ社が考案した C - Q u a m（Compatible-Quadrature Amplitude Modulation）方式が事実上の標準（de facto standard）方式となっている。本願発明は、C - Q u a m方式による放送波を受信して復調する中波ステレオ放送受信回路において、復調信号の音声品質を高め、十分なステレオ効果を得るための技術に関する。

10

【0002】

【従来の技術】

中波ステレオ放送は、1982年に米国で開始され、1985年にオーストラリア、1986年にブラジル、1988年にはカナダ、さらに、日本でも1992年に実施されている。米国では C - Q u a m方式の他に4方式が提案されていたが、これらを抑えて現在では C - Q u a m方式が主流となり、約600以上の局がステレオ放送をすでに実施している。日本を含め他の国々では、C - Q u a m方式を標準方式として採用し、合計約150以上の局がステレオ放送を実施している。

【0003】

20

【発明が解決しようとする課題】

C - Q u a m方式では、従来の中波放送受信機との両立性を確保するために、左側の情報信号（L）と右側の情報信号（R）から和信号（L+R）と差信号（L-R）を生成して、和と差信号で変調した角度変調波を生成し、この角度変調波に和信号（L+R）によってAM変調した信号を送信している。和信号（L+R）によるAM変調成分は従来のモノラル中波受信機で受信できるので、両立性が確保される。

【0004】

しかし、C - Q u a m方式の従来の復調技術には以下のような問題がある。

1 C - Q u a m方式では、和信号（L+R）と差信号（L-R）を復調するために、同相変調成分（Iチャネル）と直交変調成分（Qチャネル）を同期検波する直交検波を用いているので、正確な同調が必要になる。

30

2 C - Q u a m方式でステレオ信号を得るために、差信号（L-R）を直交変調成分（Qチャネル）から同期検波によって復調するには、受信信号に含まれる余分な変調成分を正確に取り除く処理が必要になる。しかし、この処理を正確に行うことが困難であるために、ステレオ受信時の復調信号の音声品質は、モノラル放送の受信時の音声品質より劣化してしまう。

3 C - Q u a m方式における従来の復調方法は、放送波の振幅成分を利用しているので、外来雑音の影響を受けやすいという欠点がある。実際の受信機では、主帯域制限フィルタの帯域を狭くしてこの影響をできるだけ排除している。そこで、送信された情報信号に対して高い忠実度を持つ復調信号を得ることが困難になっている。

40

4 以上のような問題点が C - Q u a m方式にあるので、現状の受信機ではステレオ効果が十分に発揮できず、鑑賞に値する程の十分な音声品質が確保できていない。

【0005】

本特許は、以上の問題を解決し、事実上の標準方式となっている中波ステレオ放送波の電波型式を変更することなく、送信された放送波を受信し、信号が伝搬路で受けた外乱を復調過程で除去して、復調信号の音声品質を高め、ステレオ効果が発揮できる中波ステレオ放送受信回路を提供することを目的とする。

【0006】

【課題を解決するための手段】

本発明の中波ステレオ放送受信回路は、左側の情報信号（L）と右側の情報信号（R）との

50

和信号 (L+R) および差信号 (L-R) により変調された角度変調波がさらに和信号により振幅変調された中波ステレオ放送波、特に C - Q u a m 方式の放送波、を受信して復調する中波ステレオ放送受信回路において、受信した中波ステレオ放送波を、搬送波を含んだ単側波帯信号に変換し、変換された単側波帯信号の位相項から和信号を復調する和信号復調手段と、受信した中波ステレオ放送波の位相項と和信号復調手段の復調出力とから差信号を復調する差信号復調手段とを備えたことを特徴とする。

【 0 0 0 7 】

本発明では、和と差信号を共に C - Q u a m 方式の変調信号の位相項から復調するように工夫した。その理由は、変調信号の位相項に存在する情報信号成分は相乗性あるいは相加性の外来雑音の影響を受けにくく、その結果として、伝送品質が優れているからである。F M 放送の受信特性が A M 放送波の受信特性に比べて良いのも、F M 変調信号では情報信号成分が位相項にのみ存在し、その位相項から情報信号を復調するからである。

【 0 0 0 8 】

そこで、和信号 (L+R) は A M 変調信号の位相項に含まれる変調成分を除去した後、R Z S S B 信号に変換して、その信号の位相項から復調する復調処理方法を用いた。このような復調処理技術は R Z S S B (Real Zero Single Sideband) 変復調技術として知られ、外来雑音による振幅歪を復調過程で除去できる。R Z S S B 変復調技術については、特公平 06-018333 (特許第 1888866 号) に詳しい。

【 0 0 0 9 】

A M 変調信号の位相項に含まれる変調成分を除去するには、和信号復調手段に、受信した中波ステレオ放送波を周波数変換する第一の周波数変換手段と、この第一の周波数変換手段の入力信号を分岐して振幅制限する手段と、この振幅制限する手段の出力を上記第一の周波数変換手段の出力に掛け合わせて周波数変換を行う第二の周波数変換手段とを備えることが望ましい。

【 0 0 1 0 】

第二の周波数変換手段の出力には、和と差信号による変調信号成分が除去され、和信号の抽出に必要な信号、即ち、単純な A M 変調波が得られる。これを単側波帯信号に変換することで、その信号の位相項から安心して和信号を抽出することができる。また、第二の周波数変換手段の出力からは、フェージングや周波数変動の影響も除去される。

【 0 0 1 1 】

第二の周波数変換手段以下の手段は中間周波段に設けることが望ましく、それにより、高周波段の局部発振器の周波数安定度に依存せず、高い品質の復調信号が得られる。これにより本発明では、復調特性が周波数変動に依存しないという従来の包絡線復調方法の特徴が損なわれることはなく、送信された情報信号帯域特性を忠実に確保できる。

【 0 0 1 2 】

本発明ではさらに、差信号 (L-R) についても、受信した信号の位相項から復調できるように工夫したので、以下にその方法を述べる。

【 0 0 1 3 】

C - Q u a m 方式の中波ステレオ放送波は、搬送波の角周波数を (ω_c)、和信号を (L+R)、差信号を (L-R)、差信号に重畳されるパイロット信号を (P) とするとき、時間 t の関数、

$$S(t) = (1+L+R)\cos(\omega_c t + \phi(t))$$

ただし、

$$\tan \phi(t) = (L-R+P)/(1+L+R)$$

と表される。このような変調信号から差信号を復調する差信号復調手段としては、受信した中波ステレオ放送波を周波数弁別して角度成分 $d/dt(\phi(t))$ を抽出する周波数弁別回路と、抽出された角度成分 $d/dt(\phi(t))$ を積分する積分回路と、この積分回路の出力 $\phi(t)$ の正接関数 $\tan \phi(t)$ を発生する \tan 関数発生回路と、この \tan 関数発生回路の出力に、上記和信号復調手段の出力を遅延等化し適切な定数を加算した信号を掛け合わせる手段とを含むことが望ましい。

10

20

30

40

50

【 0 0 1 4 】

差信号復調手段の入力には振幅制限器（ハードリミタ）を設けるが、和信号復調手段に振幅制限する手段を備える場合には、これらを共用することができる。

【 0 0 1 5 】

A M変調波は上側波帯と下側波帯から構成されるので、和信号（L+R）によるA M変調信号を単側波帯信号に変換するときに、受信した中波ステレオ放送波とこれを周波数領域で信号位置を反転させた信号とを重ね合わせてひとつの単側波帯信号に変換する周波数ダイバーシチ手段を含むことが望ましい。

【 0 0 1 6 】

周波数ダイバーシチ手段は中間周波段に設けられ、中間周波に変換された中波ステレオ放送波にその搬送波成分より周波数の高い局部発信信号を掛け合わせて周波数領域における信号配置が互いに反転した差周波数成分と和周波数成分とを抽出する第一の周波数変換手段と、この第一の周波数変換手段の入力信号を分岐して振幅制限する手段と、この振幅制限する手段の出力を上記第一の周波数変換手段により抽出された差周波数成分に掛け合わせて和周波数成分を抽出し、上記振幅制限する手段の出力を上記第一の周波数変換手段により抽出された和周波数成分に掛け合わせて差周波数成分を抽出する第二の周波数変換手段と、この第二の周波数変換手段により得られた和周波数成分と差周波数成分とを加算する手段とを含むことができる。

10

【 0 0 1 7 】

本発明の中波ステレオ放送受信回路は、高度な受信信号処理を行うにもかかわらず安価に構成できるように、デジタル信号処理（D S P、Digital Signal Processing）技術を用いて実施するが望ましい。この技術を用いると、回路の調整が不要になると共に、量産効果が期待できるD S Pプロセッサデバイスを用いるので、経済性が確保できる。

20

【 0 0 1 8 】

【 発明の実施の形態 】

本発明の理解のために、ここでは、C - Q u a m方式の送信波について簡単に説明する。搬送波の角周波数を（ ω_c ）、和信号を（L+R）、差信号を（L-R）、差信号に重畳されるパイロット信号を（P）とおくと、C - Q u a m方式の送信波は

$$S(t) = (1+L+R)\cos(\omega_c t + \phi(t)) \quad \dots(1)$$

と書くことができる。ただし、

$$\tan \phi(t) = (L-R+P)/(1+L+R) \quad \dots(2)$$

また、A M変調波が過変調にならないためには、

$$|L+R| < 1 \quad \dots(3)$$

でなければならない。以下の実施例では、（1）式で記述できる送信波を用いて説明する。

30

【 0 0 1 9 】

〔 第一の実施形態 〕

以下、本発明を具体化した第一の実施形態を説明する。図1は本発明の第一の実施形態を示すブロック構成図であり、100はC - Q u a m送信機、101は送信アンテナ、102はC - Q u a m受信機の受信アンテナ、103はフロントエンド増幅器、104は周波数変換器、105は局部発振器、106はIF（中間周波数）フィルタ、107は周波数変換器、108は局部発振器、109は振幅制限器（ハードリミタ）、110はIFフィルタ、111は周波数変換器、112はIFフィルタ、113はR Z S S B復調処理回路、114は遅延回路、115は周波数弁別回路、116はバンドパスフィルタ、117は積分回路、118はtan関数発生回路、119は定数発生回路、120は加算回路、121は掛け算回路、122はバンドパスフィルタ、123はローパスフィルタ、124はマトリックス回路、125は左側音声信号出力端子、126は右側音声信号出力端子、127はパイロット信号出力端子である。

40

【 0 0 2 0 】

図1に示した第一の実施形態における信号の流れと共に夫々の回路の機能について簡単に説明する。

50

【0021】

C - Q u a m 送信機100の出力は、送信アンテナ101によってC - Q u a m 変調波として送出される。

【0022】

C - Q u a m 変調波は、C - Q u a m 受信機のアンテナ102で受信され、フロントエンド増幅器103にて増幅された後、周波数変換器104で局部発振器105と、たとえば、差周波数となるようなIF信号に変換され、IFフィルタ106によってその必要なIF信号が抽出される。

【0023】

この信号は二分割され、その一部は周波数変換器107に導かれ、局部発振器108の出力によって和周波数信号に変換され、IFフィルタ110によってその必要なIF信号が抽出される。分割された他方の信号は、振幅制限器（ハードリミタ）109に導かれ振幅が一定な信号に変換される。振幅制限器（ハードリミタ）109の出力は二分割され、一方の出力は、IFフィルタ110の出力信号とで周波数変換器111によって差周波数信号を生成するように機能し、IFフィルタ112では、その信号から不要な雑音成分が除去され搬送波を伴った下側波帯成分が抽出される。IFフィルタ112の出力はR Z S S B 復調処理回路113に導かれて復調され、和信号（L+R）が得られる。その信号は遅延回路114に導かれる。

【0024】

分割された他方の振幅制限器（ハードリミタ）109の出力は、周波数弁別回路115によって角度成分が抽出され、その出力がバンドパスフィルタ116によって直流成分とランダム F M 雑音成分が除去され、その出力は積分回路117で積分された後、tan関数発生回路118で角度に対応したtan値を生成する。

【0025】

遅延回路114の出力は二分割され、一方の出力は、定数発生回路119の出力と加算回路120で加算される。その出力はtan関数発生回路118の出力と掛け算回路121で掛け算される。掛け算回路121の出力は二分され一方はバンドパスフィルタ122に、他方はローパスフィルタ123に導かれる。バンドパスフィルタ122によって不要な雑音成分が除去された信号と、分割された他方の遅延回路114から得られる信号をマトリックス回路124に導くと、左側信号（L）が左側音声信号出力端子125に、右側信号（R）が右側音声信号出力端子126に出力される。ローパスフィルタ123の出力からパイロット信号（P）が得られるので、パイロット信号出力端子127に導き出される。

【0026】

更に、各々の回路の動作を、数式を用いて説明する。送信アンテナ101から放射された信号は、伝搬中に、振幅と位相項にそれぞれ (t) と (t) で表示できるレーレ分布則に従うランダムな振幅変動とランダム F M 雑音と呼ばれる位相変動を受け、信号に対して相乗的な外乱として影響を与える。そこで、C - Q u a m 受信機アンテナ102に到達する信号は、

$$S_{rl}(t) = (t)(1+L+R)\cos(\omega_c t + \phi(t) + \theta(t)) \quad \dots(4)$$

となる。

【0027】

受信信号をフロントエンド増幅器103（増幅度が受信電力（R S S I、Received Signal Strength Indication）で変化するものを用いてもよい）にて増幅した後、この信号と、中心角周波数が $(\omega_c - \omega_1)$ でその角周波数変動が $(\pm \omega_1)$ なる局部発振器105を用い、周波数変換器104で、たとえば、差周波数変換して、その中心角周波数が (ω_1) なるIF信号に変換、IFフィルタ106によってその必要なIF信号成分のみを抽出すると、それは、（4）式から容易に求まる。ただし、フロントエンド増幅器103で相加される熱雑音を無視すると、

10

20

30

40

$$\begin{aligned}
 S1a(t) &= \rho(t)(1+L+R)\cos((\omega_1 \pm \delta\omega)t + \Phi(t) + \theta(t)) \quad \dots (5) \\
 &= \rho(t)[\cos\Theta(t) \\
 &\quad + \{(L_+ + R_+)\cos(\Theta(t)) - H((L_+ + R_+))\sin(\Theta(t))\} / 2 \\
 &\quad + \{(L_- + R_-)\cos(\Theta(t)) + H((L_- + R_-))\sin(\Theta(t))\} / 2] \quad \dots (6)
 \end{aligned}$$

と書ける。ここで、

$$\begin{aligned}
 \Theta(t) &= (\omega_1 \pm \delta\omega)t + \Phi(t) + \theta(t) \\
 (L_+ + R_+) &= (L_+ + R_-) \\
 H((L_+ + R_+)) &= H((L_- + R_-))
 \end{aligned}$$

10

と置いた。また、 $H((L_+ + R_+))$ は $(L_+ + R_+)$ のヒルベルト変換を、そして、 $(L_+ + R_+)$ は送信波の上側波帯領域に存在する情報信号、 $(L_- + R_-)$ は下側波帯領域に存在する情報信号を表す。

(6)式の第一項は搬送波成分、第二項は上側波帯成分、第三項は下側波帯成分を数学的に表している。側波帯成分の配置は送信波のそれと同じである。(6)式から、過変調を起こさないAM信号、すなわち、(3)式の条件を満たすAM信号においては、搬送波成分は側波帯成分より常に6dB大きいことが分かる。図1では上側波帯成分と下側波帯成分が区別できるように図示した。(5)式と(6)式は全く同じであるが、単側波帯成分を考える場合には、上側波帯成分あるいは下側波帯成分のどちらの単側波帯成分を抽出しているか考慮する必要がある場合には(6)式の表示を用いる。

【0028】

20

ここで、C-QAM受信機を含めた従来のAM受信機(中波AM放送用受信機や短波帯のAM受信機)における通常の周波数変換について考察する。中波や短波帯の搬送波はその性質から周波数が低いので、局部発振器の周波数(ω_{L1})は搬送周波数(ω_c)より高い周波数を用いて、IF周波数(ω_{IF1})に変換する場合が多い。このようにするのは、IF周波数領域へのスプリアス(不要波)信号の混入を防ぐためである。この場合、受信信号の側波帯について観測すると、上下の側波帯が反転している。得られたIF周波数(ω_{IF1})をさらに低周波なIF周波数(ω_{IF2})領域に変換する場合、同じようにIF周波数(ω_{IF1})より高い周波数を用いて周波数変換すると、側波帯は再度反転して、もとに戻る。本実施例の説明では、このようなことを想定しながら、簡単のために、上記のような周波数変換を用いたが、本発明の本質には影響しない。以下の第二、第三の実施例でもこのようなことを考え、模式的に周波数変換を表した。

30

【0029】

(5)式、あるいは、(6)式で表される信号を二分し、まず、角周波数が(ω_2)なる局部発振器108を用い、周波数変換器107で和周波数を生成し、中心角周波数が($\omega_1 + \omega_2$)なるIF信号に変換、IFフィルタ110によってその必要なIF信号成分のみを抽出する。その信号は、(6)式の表示を用いると、

$$\begin{aligned}
 S1b(t) &= \rho(t)[\cos(\Theta(t) + \omega_2 t) \\
 &\quad + \{(L_+ + R_+)\cos(\Theta(t) + \omega_2 t) - H((L_+ + R_+))\sin(\Theta(t) + \omega_2 t)\} / 2 \\
 &\quad + \{(L_- + R_-)\cos(\Theta(t) + \omega_2 t) + H((L_- + R_-))\sin(\Theta(t) + \omega_2 t)\} / 2] \quad \dots (7)
 \end{aligned}$$

40

となる。

【0030】

二分された他方の信号は、振幅制限器(ハードリミタ)109に導き、振幅が一定な信号に変換する。それは、(5)式の表示を用いると、

$$\begin{aligned}
 S1lim &= \cos((\omega_1 \pm \delta\omega)t + \Phi(t) + \theta(t)) \\
 &= \cos(\Theta(t)) \quad \dots (8)
 \end{aligned}$$

とランダムな振幅変動成分($\rho(t)$)が除去される。IFフィルタ110の出力(7)式と振幅制限

50

器（ハードリミタ）109の出力（8）式で表される信号を周波数変換器111に入力して、その差周波数成分を抽出すると、

$$\begin{aligned} S1c(t) &= \rho(t) [\cos(\omega_2 t) \\ &\quad + \{(L_+ + R_+) \cos(\omega_2 t) - H((L_+ + R_+)) \sin(\omega_2 t)\} / 2 \\ &\quad + \{(L_- + R_-) \cos(\omega_2 t) + H((L_- + R_-)) \sin(\omega_2 t)\} / 2] \quad \dots (9) \\ &= \rho(t) (1 + L + R) \cos(\omega_2 t) \quad \dots (10) \end{aligned}$$

となり、位相項に含まれる局部発振器105の周波数変動（±）、変調成分（t）とランダムな外乱成分（t）が完全に除去できると共に、搬送波の角周波数は（ ω_2 ）となる。そこで、これ以後の復調処理においては、周波数の安定度は局部発振器108にのみに依存することになる。この結果、角周波数（ ω_2 ）が低周波であれば、周波数安定度はほとんど考慮する必要がなくなり、以後の信号処理では急峻なフィルタを用いることができる。

【0031】

次に、（9）式で表示される信号からIFフィルタ112を用いて、不要な雑音成分を除去して搬送波が付加した下側波帯信号のみを抽出する。その信号は、雑音成分の数式上の記述を省略して示すと、

$$\begin{aligned} S1d(t) &= \rho(t) \{(1 + (L_- + R_-)/2) \cos(\omega_2 t) \\ &\quad + (H((L_- + R_-)/2)) \sin(\omega_2 t)\} \quad \dots (11) \end{aligned}$$

となり、（11）式では送信波の下側波帯信号を抽出しているが分かる。抽出した下側波帯信号は、既に述べたように搬送波成分が情報信号の最大値に対して6dB大きいので、RZSSB信号となる。そこで、RZSSB復調処理回路113を用いると、ランダムな振幅成分（t）が除去できて高い品質の和情報信号（L+R）が復調できる。

【0032】

分割された振幅制限器（ハードリミタ）109の他方の出力から、周波数弁別回路115によって角度成分を抽出すると、それは

$$\begin{aligned} S1e(t) &= d/dt(\Theta(t)) \\ &= (\omega_1 \pm \delta\omega) + d/dt(\Phi(t) + \theta(t)) \quad \dots (12) \end{aligned}$$

となる。この信号に含まれる直流成分とランダムFM雑音成分をバンドパスフィルタ116で除去すると、

$$S1f(t) = d/dt(\theta(t)) \quad \dots (13)$$

となる。この出力を積分回路117で積分すると、

$$S1g(t) = \theta(t) \quad \dots (14)$$

と和と差信号による変調成分を含む角度信号（t）を得る。この角度信号からtan関数発生回路118で

$$S1h(t) = \tan(\theta(t)) \quad \dots (15)$$

を生成する。

【0033】

一方、周波数弁別回路115からtan関数発生回路118までの処理遅延とRZSSB復調処理回路113までの処理遅延を合わせるために遅延回路114を挿入する。その出力と定数発生回路119の出力を加算回路120で加算して、

$$S1i(t) = 1 + L + R \quad \dots (16)$$

なる信号が得られるように定数を加算する。

【0034】

掛け算回路121において、（15）式で表されるtan関数発生回路118の出力と（16）式で表される加算回路120の出力を掛け算すると、

10

20

30

40

$$S_{1j}(t) = (1+L+R)\tan\Phi(t) \\ = L-R+P \quad \dots (17)$$

と差信号 (L-R+P) が求まる。ここで、(2) 式の関係を用いた。掛け算回路121の出力を二分され、一方はバンドパスフィルタ122に、他方はローパスフィルタ123に導く。バンドパスフィルタ122によって不要な雑音成分を除去した差信号 (L-R) と、遅延回路114から得られる和信号 (L+R) とをマトリックス回路124に導くと、左側信号 (L) が左側音声信号出力端子125に、右側信号 (R) が右側音声信号出力端子126に出力される。ローパスフィルタ123の出力からパイロット信号 (P) が得られるので、パイロット信号出力端子127に導き出す。

10

【0035】

IFフィルタ106以後の信号処理をデジタル信号処理 (DSP、Digital Signal Processing) 回路で実行することができる。搬送波が付加した下側波帯信号の抽出は、上記で説明したように周波数安定度が局部発振器108でのみ決定されるので、急峻な遮断特性を持つIFフィルタ112を用いて実行できる。また、DSP回路によるフィルタでは温度特性等を考慮しなくても良いなどの利点がある。図1に示した実施例を、DSPデバイスを用いて実施する場合に、無駄な処理を行う周波数領域をできるだけ少なくしてDSPの消費電力を低下させるためには、RZSSB復調処理回路のサンプリング周波数を低くする必要がある。その場合には、できるだけ信号周波数領域をより低周波領域に移動させるとよい。

【0036】

20

〔第二の実施形態〕

以下、本発明を具体化した第二の実施形態を説明する。図2は本発明の第二の実施形態を示すブロック構成図であり、200はC-QAM送信機、201は送信アンテナ、202はC-QAM受信機の受信アンテナ、203はフロントエンド増幅器、204は周波数変換器、205は局部発振器、206はIFフィルタ、207は周波数変換器、208は局部発振器、209は振幅制限器 (ハードリミタ)、210はIFフィルタ、211は周波数変換器、212はIFフィルタ、213はRZSSB復調処理回路、214は遅延回路、215は周波数弁別回路、216はバンドパスフィルタ、217は積分回路、218はtan関数発生回路、219は定数発生回路、220は加算回路、221は掛け算回路、222はバンドパスフィルタ、223はローパスフィルタ、224はマトリックス回路、225は左側音声信号出力端子、226は右側音声信号出力端子、227はパイロット信号出力端子である。

30

【0037】

図2に示した第二の実施形態における信号の流れと共に夫々の回路の機能について同様に説明する。

【0038】

C-QAM送信機200の出力は、送信アンテナ201によってC-QAM変調波として送出される。

【0039】

C-QAM変調波は、C-QAM受信機のアンテナ202で受信され、フロントエンド増幅器203にて増幅された後、周波数変換器204と局部発振器205によって差周波数信号に変換され、IFフィルタ206によってその必要なIF信号が抽出される。

40

【0040】

この信号は二分割され、一方の信号は、周波数変換器207に導かれ、局部発振器208の信号との差周波数となる信号がIFフィルタ210によって抽出される。分割された他方の信号は、振幅制限器 (ハードリミタ) 209に導かれ振幅が一定な信号に変換される。振幅制限器 (ハードリミタ) 209の出力は二分割され、一方の出力は、IFフィルタ210の出力信号とで周波数変換器211によって和周波成分を生成するように機能し、IFフィルタ212では、その信号から不要な雑音成分が除去され、搬送波を伴った下側波帯成分が抽出される。IFフィルタ212の出力はRZSSB復調処理回路213に導かれて復調され、和信号 (L+R) が得られる。その信号は遅延回路214に導かれる。

50

【 0 0 4 1 】

分割された他方の振幅制限器（ハードリミタ）209の出力は、周波数弁別回路215によって角度成分が抽出され、その出力はバンドパスフィルタ216によって直流成分とランダムFM雑音成分が除去され、その出力が積分回路217で積分された後、tan関数発生回路218で角度に対応したtan値が生成される。

【 0 0 4 2 】

遅延回路214の出力は二分され、一方の出力は、定数発生回路219の出力と加算回路220で加算される。その出力はtan関数発生回路218の出力と掛け算回路221で掛け算される。掛け算回路221の出力は二分され、一方はバンドパスフィルタ222に、他方はローパスフィルタ223に導かれる。バンドパスフィルタ222によって不要な雑音成分が除去された信号と、分割された他方の遅延回路214から得られる信号をマトリックス回路224に導くと、左側信号（L）は、左側音声信号出力端子225に、右側信号（R）は右側音声信号出力端子226に出力される。ローパスフィルタ223の出力からパイロット信号（P）が得られるので、パイロット信号出力端子227に導き出される。

【 0 0 4 3 】

更に、各々の回路の動作を、数式を用いて説明する。送信アンテナ201から放射された信号は、伝搬中に、振幅と位相項にそれぞれ (t) と (t) で表示できるレーレ分布則に従うランダムな振幅変動とランダムFM雑音と呼ばれる位相変動を受け、信号に対して相乗的な外乱として影響を与える。そこで、C - Q u a m受信機アンテナ202に到達する信号は、

$$Sr2(t) = (t)(1+L+R)\cos(\omega_c t + \phi(t) + \theta(t)) \quad \dots(18)$$

となる。

【 0 0 4 4 】

受信信号をフロントエンド増幅器203（増幅度が受信電力（RSSI、Received Signal Strength Indication）で変化するものを用いてもよい）にて増幅した後、この信号と、中心角周波数が $(\omega_c - \omega_1)$ でその角周波数変動が $(\pm \delta\omega)$ なる局部発振器205を用い、周波数変換器204で、たとえば、差周波数変換して、その中心角周波数が (ω_1) なるIF信号に変換、IFフィルタ206によってその必要なIF信号成分のみを抽出すると、それは、(18)式から容易に求まる。ただし、フロントエンド増幅器203で相加される熱雑音を無視すると、

$$S2a(t) = \rho(t)(1+L+R)\cos((\omega_1 \pm \delta\omega)t + \Phi(t) + \theta(t)) \quad \dots(19)$$

$$\begin{aligned} &= \rho(t)[\cos\Theta(t) \\ &\quad + \{(L_+ + R_+)\cos(\Theta(t)) - H((L_+ + R_+))\sin(\Theta(t))\} / 2 \\ &\quad + \{(L_- + R_-)\cos(\Theta(t)) + H((L_- + R_-))\sin(\Theta(t))\} / 2] \quad \dots(20) \end{aligned}$$

と書ける。ここで、

$$(t) = (\omega_1 \pm \delta\omega)t + \phi(t) + \theta(t)$$

$$(L_+ + R_+) = (L_+ + R_-)$$

$$H((L_+ + R_+)) = H((L_- + R_-))$$

と置いた。また、 $H((L_+ + R_+))$ は $(L_+ + R_+)$ のヒルベルト変換を、そして、 $(L_+ + R_+)$ は送信波の上側波帯領域に存在する情報信号、 $(L_- + R_-)$ は下側波帯領域に存在する情報信号を表す。

(20)式の第一項は搬送波成分、第二項は上側波帯成分、第三項は下側波帯成分を数学的に表している。側波帯成分の配置は送信波のそれと同じである。(20)式から、過変調を起こさないAM信号、すなわち、(3)式の条件を満たすAM信号においては、搬送波成分は側波帯成分より常に6dB大きいことが分かる。図2では上側波帯成分と下側波帯成分が区別できるように図示した。(19)式と(20)式は全く同じであるが、単側波帯成分を考える場合には、上側波帯成分あるいは下側波帯成分のどちらの単側波帯成分を抽出しているか考慮する必要がある場合には(20)式の表示を用いる。

【 0 0 4 5 】

10

20

30

40

50

(19)式、あるいは、(20)式で表される信号を二分し、まず、角周波数が(ω_2)なる局部発振器208を用い、周波数変換器207で差周波数を生成し、中心角周波数が($\omega_2 - \omega_1$)なるIF信号に変換、IFフィルタ210によってその必要なIF信号成分のみを抽出する。その信号は、

$$\begin{aligned} S2b(t) &= \rho(t)(1+L+R)\cos(\omega_2 t - \Theta(t)) \\ &= \rho(t)[\cos(\omega_2 t - \Theta(t)) \\ &\quad + \{(L_+ + R_+)\cos(\omega_2 t - \Theta(t)) + H((L_+ + R_+))\sin(\omega_2 t - \Theta(t))\} / 2 \\ &\quad + \{(L_- + R_-)\cos(\omega_2 t - \Theta(t)) - H((L_- + R_-))\sin(\omega_2 t - \Theta(t))\} / 2] \\ &\dots (21) \end{aligned}$$

10

となる。ここで、 $\omega_2 > \omega_1$ なる周波数関係を用いた。送信波の側波帯成分が上下入れ替わる。

【0046】

二分された他方の信号は、振幅制限器(ハードリミタ)209に導き、振幅が一定な信号に変換する。それは、(19)式の表示を用いると、

$$\begin{aligned} S2lim &= \cos((\omega_1 \pm \delta\omega)t + \Phi(t) + \theta(t)) \\ &= \cos(\Theta(t)) \dots (22) \end{aligned}$$

20

とランダムな振幅変動成分($\rho(t)$)が除去される。IFフィルタ210の出力(21)式と振幅制限器(ハードリミタ)209の出力(22)式で表される信号を周波数変換器211に入力して、その差周波数成分を抽出すると、

$$\begin{aligned} S2c(t) &= \rho(t)[\cos(\omega_2 t) \\ &\quad + \{(L_+ + R_+)\cos(\omega_2 t) + H((L_+ + R_+))\sin(\omega_2 t)\} / 2 \\ &\quad + \{(L_- + R_-)\cos(\omega_2 t) - H((L_- + R_-))\sin(\omega_2 t)\} / 2] \dots (23) \\ &= \rho(t)(1+L+R)\cos(\omega_2 t) \dots (24) \end{aligned}$$

となり、位相項に存在した局部発振器205の周波数変動($\pm \delta\omega$)、変調成分($\Phi(t)$)とランダムな外乱成分($\theta(t)$)が完全に除去できると共に、搬送波の角周波数は(ω_2)となる。そこで、これ以後の復調処理においては、周波数の安定度は局部発振器208にのみに依存することになる。この結果、角周波数(ω_2)が低周波であれば、周波数安定度はほとんど考慮する必要がなくなり、以後の信号処理では急峻なフィルタを用いることができる。

30

【0047】

IFフィルタ212を用いて、不要な雑音成分を除去して搬送波が付加した下側波帯信号のみを抽出する。その信号は、(23)式より雑音成分の数式上の記述を省略して示すと、

$$\begin{aligned} S2d(t) &= \rho(t) \{ (1 + (L_+ + R_+)/2) \cos(\omega_2 t) \\ &\quad + (H((L_+ + R_+)/2)) \sin(\omega_2 t) \} \dots (25) \end{aligned}$$

40

と表される。抽出した(25)式で記述できる下側波帯信号は、既に述べたように、送信波の上側波帯に相当するものである。また、搬送波成分が情報信号の最大値に対して6 dB大きいので、RZSSB信号となる。そこで、RZSSB復調処理回路213を用いると、ランダムな振幅成分($\rho(t)$)が除去できて高い品質の和信号($L+R$)が復調できる。

【0048】

分割された振幅制限器(ハードリミタ)209の他方の出力から、周波数弁別回路215によって角度成分を抽出すると、それは

$$\begin{aligned} S2e(t) &= d/dt(\Theta(t)) \\ &= (\omega_1 \pm \delta\omega) + d/dt(\Phi(t) + \theta(t)) \dots (26) \end{aligned}$$

50

となる。この信号に含まれる直流成分とランダム F M 雑音成分をバンドパスフィルタ 216 で除去すると、

$$S2f(t) = d/dt(\quad (t)) \quad \dots (27)$$

となる。この出力を積分回路 218 で積分すると、

$$S2g(t) = \quad (t) \quad \dots (28)$$

と和と差信号による変調成分を含む角度信号 $\quad (t)$ を得る。この角度信号から \tan 関数発生回路 218 で

$$S2h(t) = \tan \quad (t) \quad \dots (29)$$

を生成する。

【 0 0 4 9 】

一方、周波数弁別回路 215 から \tan 関数発生回路 218 までの処理遅延と R Z S S B 復調処理回路 213 までの処理遅延を合わせるために遅延回路 214 を挿入する。その出力と定数発生回路 219 の出力を加算回路 220 で加算して、

$$S2i(t) = 1 + L + R \quad \dots (30)$$

なる信号が得られるように定数を加算する。

【 0 0 5 0 】

掛け算回路 221 において、(29) 式で表される \tan 関数発生回路 218 の出力と (30) 式で表される加算回路 220 の出力を掛け算すると、

$$\begin{aligned} S2j(t) &= (1+L+R) \tan \Phi(t) \\ &= L-R+P \quad \dots (31) \end{aligned}$$

と差信号 (L - R + P) が求まる。ここで、(2) 式の関係を用いた。掛け算回路 221 の出力を二分され、一方はバンドパスフィルタ 222 に、他方はローパスフィルタ 223 に導く。バンドパスフィルタ 222 によって不要な雑音成分を除去した差信号 (L - R) と、遅延回路 214 から得られる和信号 (L + R) とをマトリックス回路 224 に導くと、左側信号 (L) が左側音声信号出力端子 225 に、右側信号 (R) が右側音声信号出力端子 226 に出力される。ローパスフィルタ 223 の出力からパイロット信号 (P) が得られるので、パイロット信号出力端子 227 に導き出す。

【 0 0 5 1 】

IF フィルタ 206 以後の信号処理をデジタル信号処理 (D S P 、 Digital Signal Processing) 回路で実行することができる。搬送波が付加した下側波帯信号の抽出は、上記で説明したように周波数安定度が局部発振器 208 でのみ決定されるので、急峻な遮断特性を持つ IF フィルタ 212 を用いて実行できる。また、D S P 回路によるフィルタでは温度特性等を考慮しなくても良いなどの利点がある。図 2 に示した実施例を D S P デバイスを用いて実施する場合に、無駄な処理を行う周波数領域をできるだけ少なくして D S P の消費電力を低下させるためには、R Z S S B 復調処理回路のサンプリング周波数を低くする必要がある。その場合には、できるだけ信号周波数領域をより低周波領域に移動させるとよい。

【 0 0 5 2 】

〔 第三の実施形態 〕

以下、本発明を具体化した第三の実施形態を説明する。図 3 は本発明の第三の実施形態を示すブロック構成図であり、300 は C - Q u a m 送信機、301 は送信アンテナ、302 は C - Q u a m 受信機の受信アンテナ、303 はフロントエンド増幅器、304 は周波数変換器、305 は局部発振器、306 は IF フィルタ、307 は周波数変換器、308 は局部発振器、309 は振幅制限器 (ハードリミタ) 、310 と 311 は IF フィルタ、312 と 313 は周波数変換器、314 は加算回路、315 は IF フィルタ、316 は R Z S S B 復調処理回路、317 は遅延回路、318 は周波数弁別回路、319 はバンドパスフィルタ、320 は積分回路、321 は \tan 関数発生回路、322 は定数発生回路、323 は加算回路、324 は掛け算回路、325 はバンドパスフィルタ、326 はローパスフィルタ、327 はマトリックス回路、328 は左側音声信号出力端子、329 は右側音声信号出力端子、330 はパイロット信号出力端子である。

【 0 0 5 3 】

10

20

30

40

50

図2に示した第三の実施形態における信号の流れと共に夫々の回路の機能について同様に説明する。

【0054】

C - Q u a m 送信機300の出力は、送信アンテナ301によってC - Q u a m 変調波として送出される。

【0055】

C - Q u a m 変調波は、C - Q u a m 受信機のアンテナ302で受信され、フロントエンド増幅器303にて増幅された後、周波数変換器304と局部発振器305によって差周波数信号に変換され、IFフィルタ306によって所要のIF信号が抽出される。

【0056】

この信号は二分割され、一方の信号は周波数変換器307に導かれ、局部発振器308の信号との和および差周波数が生成される。和周波数となる信号はIFフィルタ310によって、また、差周波数となる信号はIFフィルタ311によって抽出される。分割された他方の信号は、振幅制限器（ハードリミタ）309に導かれ、振幅が一定な信号に変換される。振幅制限器（ハードリミタ）309の出力は二分割され、一方の出力はさらに二分割される。IFフィルタ310の出力信号は分割された振幅制限器（ハードリミタ）309の出力を用いて周波数変換器312によって差周波成分を生成、また、IFフィルタ311の出力信号は分割された振幅制限器（ハードリミタ）309の出力を用いて周波数変換器313によって和周波成分を生成する。周波数変換器312と周波数変換器313の出力は加算回路で加算され、IFフィルタ315によって不要な雑音成分が除去されて、搬送波を伴った下側波帯成分が抽出される。IFフィルタ315の出力はR Z S S B 復調処理回路316に導かれて復調され、和信号（L+R）が得られる。その信号は遅延回路317に導かれる。

【0057】

分割された他方の振幅制限器（ハードリミタ）309の出力は、周波数弁別回路318によって角度成分が抽出され、その出力はバンドパスフィルタ319によって直流成分とランダムFM雑音成分が除去され、その出力が積分回路320で積分された後、tan関数発生回路321で角度に対応したtan値が生成される。

【0058】

遅延回路317の出力は二分され、一方の出力は、定数発生回路322の出力と加算回路323で加算される。その出力はtan関数発生回路321の出力と掛け算回路324で掛け算される。掛け算回路324の出力は二分され、一方はバンドパスフィルタ325に、他方はローパスフィルタ326に導かれる。バンドパスフィルタ325によって不要な雑音成分が除去された信号と、分割された他方の遅延回路317から得られる信号をマトリックス回路327に導くと、左側信号（L）は、左側音声信号出力端子328に、右側信号（R）は右側音声信号出力端子329に出力される。ローパスフィルタ326の出力からパイロット信号（P）が得られるので、パイロット信号出力端子330に導き出される。

【0059】

更に、各々の回路の動作を、数式を用いて説明する。送信アンテナ301から放射された信号は、伝搬中に、振幅と位相項にそれぞれ (t) と (t) で表示できるレーレ分布則に従うランダムな振幅変動とランダムFM雑音と呼ばれる位相変動を受け、信号に対して相乗的な外乱として影響を与える。そこで、C - Q u a m 受信機アンテナ302に到達する信号は、

$$Sr3(t) = (t)(1+L+R)\cos(\omega_c t + (t) + (t)) \dots (32)$$

となる。

【0060】

受信信号をフロントエンド増幅器303（増幅度が受信電力（RSSI、Received Signal Strength Indication）で変化するものを用いてもよい）にて増幅した後、この信号と、中心角周波数が $(\omega_c - \omega_1)$ でその角周波数変動が $(\pm \omega_1)$ なる局部発振器305を用い、周波数変換器304で、たとえば、差周波数変換して、その中心角周波数が (ω_1) なるIF信号に変換、IFフィルタ306によってその必要なIF信号成分のみを抽出すると、それは、（32

10

20

30

40

50

式から容易に求まる。ただし、フロントエンド増幅器303で相加される熱雑音を無視すると、

$$S3a(t) = \rho(t)(1+L+R)\cos((\omega_1 \pm \delta\omega)t + \Phi(t) + \theta(t)) \quad \dots (33)$$

$$\begin{aligned} &= \rho(t)[\cos\Theta(t) \\ &\quad + \{(L_+ + R_+)\cos(\Theta(t)) - H(L_+ + R_+)\sin(\Theta(t))\} / 2 \\ &\quad + \{(L_- + R_-)\cos(\Theta(t)) + H(L_- + R_-)\sin(\Theta(t))\} / 2] \quad \dots (34) \end{aligned}$$

と書ける。ここで、

$$\Theta(t) = (\omega_1 \pm \delta\omega)t + \Phi(t) + \theta(t)$$

$$(L_+ + R_+) = (L_- + R_-)$$

$$H(L_+ + R_+) = H(L_- + R_-)$$

と置いた。また、 $H(L_+ + R_+)$ は $(L_+ + R_+)$ のヒルベルト変換を、そして、 $(L_+ + R_+)$ は送信波の上側波帯領域に存在する情報信号、 $(L_- + R_-)$ は下側波帯領域に存在する情報信号を表す。

(34)式の第一項は搬送波成分、第二項は上側波帯成分、第三項は下側波帯成分を数学的に表している。側波帯成分の配置は送信波のそれと同じである。(34)式から、過変調を起こさないAM信号、すなわち、(3)式の条件を満たすAM信号においては、搬送波成分は側波帯成分より常に6 dB大きいことが分かる。図3では上側波帯成分と下側波帯成分が区別できるように図示した。(33)式と(34)式は全く同じであるが、単側波帯成分を考える場合には、上側波帯成分あるいは下側波帯成分のどちらの単側波帯成分を抽出しているか考慮する必要がある場合には(34)式の表示を用いる。

【0061】

IFフィルタ306の出力である(33)式、あるいは、(34)式で表される信号を二分し、まず、角周波数が (ω_2) なる局部発振器308を用い、周波数変換器307で和周波数を生成し、中心角周波数が $(\omega_1 + \omega_2)$ なるIF信号に変換、IFフィルタ310によってその必要なIF信号成分のみを抽出する。その信号は、(34)式を用いると、

$$\begin{aligned} S3b(t) &= \rho(t)[\cos(\Theta(t) + \omega_2 t) \\ &\quad + \{(L_+ + R_+)\cos(\Theta(t) + \omega_2 t) - H(L_+ + R_+)\sin(\Theta(t) + \omega_2 t)\} / 2 \\ &\quad + \{(L_- + R_-)\cos(\Theta(t) + \omega_2 t) + H(L_- + R_-)\sin(\Theta(t) + \omega_2 t)\} / 2] \quad \dots (35) \end{aligned}$$

となる。また、角周波数が (ω_2) なる局部発振器308を用い、周波数変換器307で差周波数を生成し、中心角周波数が $(\omega_2 - \omega_1)$ なるIF信号に変換、IFフィルタ310によってその必要なIF信号成分のみを抽出する。その信号は、

$$\begin{aligned} S3c(t) &= \rho(t)[\cos(\omega_2 t - \Theta(t)) \\ &\quad + \{(L_+ + R_+)\cos(\omega_2 t - \Theta(t)) - H(L_+ + R_+)\sin(\omega_2 t - \Theta(t))\} / 2 \\ &\quad + \{(L_- + R_-)\cos(\omega_2 t - \Theta(t)) + H(L_- + R_-)\sin(\omega_2 t - \Theta(t))\} / 2] \quad \dots (36) \end{aligned}$$

となる。ここで、 $\omega_2 > \omega_1$ なる周波数関係を用いた。送信波の側波帯成分が上下入れ替わる。

【0062】

二分されたIFフィルタ306の他方の信号は、振幅制限器(ハードリミタ)309に導き、振幅が一定な信号に変換する。それは、

$$\begin{aligned} S3lim &= \cos((\omega_1 \pm \delta\omega)t + \Phi(t) + \theta(t)) \\ &= \cos\Theta(t) \quad \dots (37) \end{aligned}$$

となり、ランダムな振幅変動成分 $\rho(t)$ が除去される。

10

20

30

40

50

【 0 0 6 3 】

IFフィルタ310の出力(35)式と振幅制限器(ハードリミタ)309の出力(37)式で表される信号を周波数変換器312に投入して、その差周波数成分を抽出すると、

$$\begin{aligned} S3d(t) = & \rho(t) [\cos(\omega_2 t) \\ & + \{(L_+ + R_+) \cos(\omega_2 t) - H(L_+ + R_+) \sin(\omega_2 t)\} / 2 \\ & + \{(L_- + R_-) \cos(\omega_2 t) + H(L_- + R_-) \sin(\omega_2 t)\} / 2] \quad \dots (38) \end{aligned}$$

となる。また、IFフィルタ311の出力(36)式と振幅制限器(ハードリミタ)309の出力(37)式で表される信号を周波数変換器313に投入して、その和周波数成分を抽出すると、

$$\begin{aligned} S3e(t) = & \rho(t) [\cos(\omega_2 t) \\ & + \{(L_+ + R_+) \cos(\omega_2 t) + H(L_+ + R_+) \sin(\omega_2 t)\} / 2 \\ & + \{(L_- + R_-) \cos(\omega_2 t) - H(L_- + R_-) \sin(\omega_2 t)\} / 2] \quad \dots (39) \end{aligned}$$

となる。

【 0 0 6 4 】

(38)式と(39)式を見ると、位相項に存在した局部発振器305の周波数変動(±)、変調成分(t)とランダムな外乱成分(t)が完全に除去できると共に、搬送波の角周波数は(ω₂)となる。そこで、これ以後の復調処理においては、周波数の安定度は局部発振器308にのみに依存することになる。この結果、角周波数(ω₂)が低周波であれば、周波数安定度はほとんど考慮する必要がなくなり、以後の信号処理では急峻なフィルタを用いることができる。

【 0 0 6 5 】

(38)式と(39)式で記述できる周波数変換器312、313の出力を加算回路314で加算して、IFフィルタ315を用いて、不要な雑音成分を除去して搬送波が付加した下側波帯信号のみを抽出することができる。その信号は、雑音成分の数式上の記述を省略して示すと、

$$\begin{aligned} S3f(t) = & \rho(t) [2\cos(\omega_2 t) \\ & + \{(L_+ + R_+) \cos(\omega_2 t) + H(L_+ + R_+) \sin(\omega_2 t)\} / 2 \\ & + \{(L_- + R_-) \cos(\omega_2 t) + H(L_- + R_-) \sin(\omega_2 t)\} / 2] \quad \dots (40) \end{aligned}$$

と求まる。(40)式の第2項と第3項は伝搬路を伝搬した時は、それぞれ上、下側波帯であったので、伝搬中の劣化度合いが違うのでダイバーシチ効果が期待できる。(40)式で示した下側波帯信号は、第一の実施形態で述べたように、RZSSB信号となることが分かる。そこで、RZSSB復調処理回路を用いると、外乱成分(t)が除去でき、かつ、先のダイバーシチ効果と相俟って高い品質の和信号(L+R)が復調できる。

【 0 0 6 6 】

分割された振幅制限器(ハードリミタ)309の他方の出力から、周波数弁別回路318によって角度成分を抽出すると、それは

$$\begin{aligned} S3g(t) = & d/dt(\Theta(t)) \\ = & (\omega_1 \pm \delta\omega) + d/dt(\Phi(t) + \theta(t)) \quad \dots (41) \end{aligned}$$

となる。この信号に含まれる直流成分とランダムFM雑音成分をバンドパスフィルタ319で除去すると、

$$S3h(t) = d/dt(\theta(t)) \quad \dots (42)$$

となる。この出力を積分回路320で積分すると、

$$S3i(t) = \theta(t) \quad \dots (43)$$

と和と差信号による変調成分を含む角度信号θ(t)を得る。この角度信号からtan関数発生回路321で

10

20

30

40

50

$$S3j(t) = \tan \Phi(t) \quad \dots (44)$$

を生成する。

【 0 0 6 7 】

一方、周波数弁別回路318からtan関数発生回路321までの処理遅延とR Z S S B復調処理回路316までの処理遅延を合わせるために遅延回路317を挿入する。その出力と定数発生回路322の出力を加算回路323で加算して、

$$S3k(t) = 1 + L + R \quad \dots (45)$$

なる信号が得られるように定数を加算する。

【 0 0 6 8 】

掛け算回路324において、(44)式で表されるtan関数発生回路321の出力と(45)式で表される加算回路323の出力を掛け算すると、

$$\begin{aligned} S3l(t) &= (1+L+R) \tan \Phi(t) \\ &= L-R+P \quad \dots (46) \end{aligned}$$

と差信号(L-R+P)が求まる。ここで、(2)式の関係を用いた。掛け算回路324の出力を二分され、一方はバンドパスフィルタ325に、他方はローパスフィルタ326に導く。バンドパスフィルタ325によって不要な雑音成分を除去した差信号(L-R)と、遅延回路317から得られる和信号(L+R)とをマトリックス回路327に導くと、左側信号(L)が左側音声信号出力端子328に、右側信号(R)が右側音声信号出力端子329に出力される。ローパスフィルタ326の出力からパイロット信号(P)が得られるので、パイロット信号出力端子330に導き出す。

【 0 0 6 9 】

IFフィルタ306以後の信号処理をデジタル信号処理(DSP、Digital Signal Processing)回路で実行することができる。搬送波が付加した下側波帯信号の抽出は、上記で説明したように周波数安定度が局部発振器308でのみ決定されるので、急峻な遮断特性を持つIFフィルタ315を用いて実行できる。また、DSP回路によるフィルタでは温度特性等を考慮しなくても良いなどの利点がある。図3に示した実施例をDSPデバイスを用いて実施する場合に、無駄な処理を行う周波数領域をできるだけ少なくしてDSPの消費電力を低下させるためには、R Z S S B復調処理回路のサンプリング周波数を低くする必要がある。その場合には、できるだけ信号周波数領域をより低周波領域に移動させるとよい。

【 0 0 7 0 】

【 発明の効果 】

以上説明したように、本発明によれば、

1 送信波の周波数特性に忠実な周波数特性を持つ復調信号が得られ、従来の受信回路に比べて、復調品質が改善、向上する。

2 フェージングなどの外来の相乗性雑音に強い受信特性が得られ、復調品質が改善、向上する。

3 従来のAM受信機の特長を踏襲して、C - Q u a m方式に対しても復調信号が周波数変動に強く依存しない得られる受信回路構成としたので、受信機が安価に構成できる。

4 C - Q u a m変調時に得られる上側波帯と下側波帯を用いて周波数ダイバーシチ効果が得られる受信回路構成とすることで、復調品質の向上が図れる。

と言う効果がある。

【 図面の簡単な説明 】

【 図 1 】 本発明の第一の実施形態の中波ステレオ放送受信回路を示すブロック構成図。

【 図 2 】 本発明の第二の実施形態の中波ステレオ放送受信回路を示すブロック構成図。

【 図 3 】 本発明の第三の実施形態の中波ステレオ放送受信回路を示すブロック構成図。

【 記号の説明 】

100、200、300 C - Q u a m送信機

101、201、301 送信アンテナ

10

20

30

40

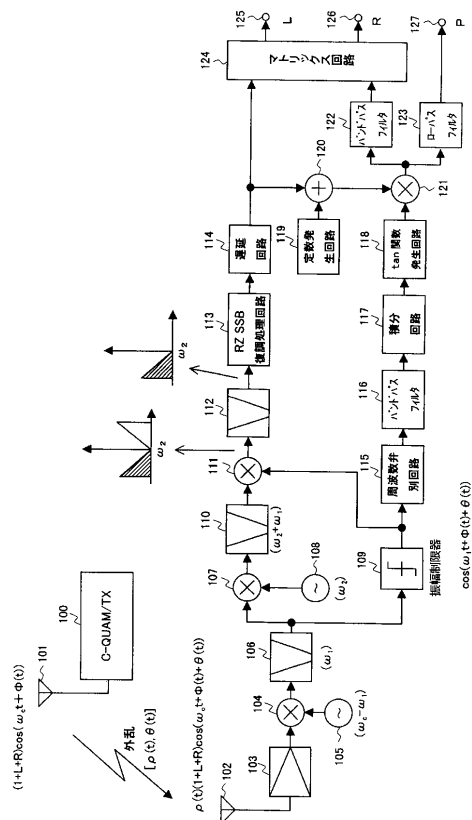
50

- 102、202、302 受信アンテナ
 103、203、303 フロントエンド増幅器
 104、107、111、123、204、207、211、223、304、307、312、313、326 周波数変換器
 105、108、205、208、305、308 局部発振器
 106、110、112、206、210、212、306、310、311、315 IFフィルタ
 109、209、309 振幅制限器（ハードリミタ）
 113、213、316 RZ SSB復調処理回路
 114、214、317 遅延回路
 115、215、318 周波数弁別回路
 116、122、216、222、319、325 バンドパスフィルタ
 117、217、320 積分回路
 118、218、321 tan関数発生回路
 119、219、322 定数発生回路
 120、220、314、323 加算回路
 121、221、324 掛け算回路
 123、223、326 ローパスフィルタ
 124、224、327 マトリックス回路
 125、225、328 左側（L）音声信号出力端子
 126、226、329 右側（R）音声信号出力端子
 127、227、330 パイロット信号（P）出力端子

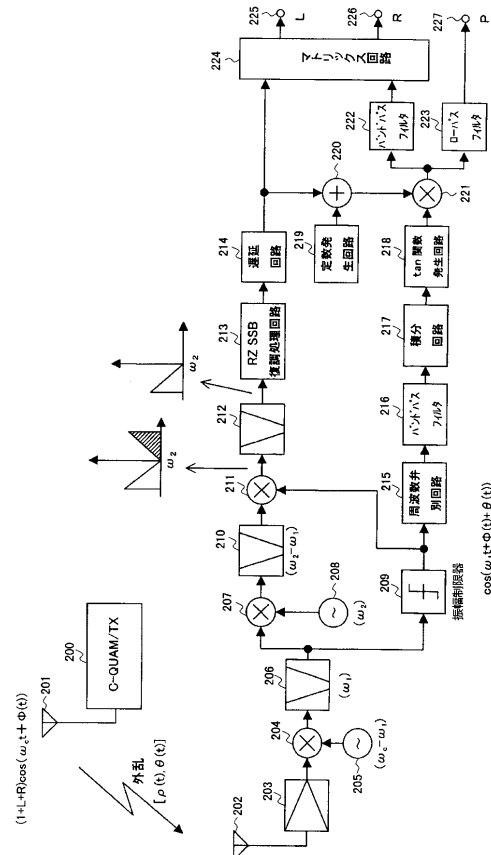
10

20

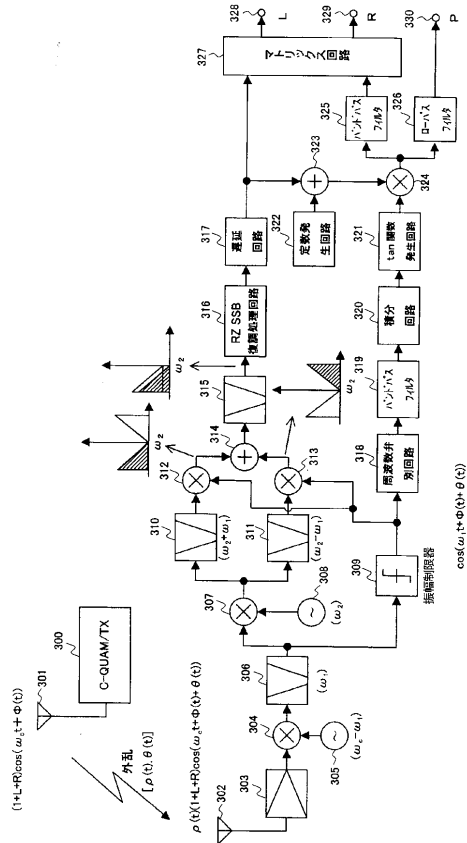
【図1】



【図2】



【図 3】



フロントページの続き

- (74)代理人 100083518
弁理士 下平 俊直
- (72)発明者 伊藤 泰宏
東京都渋谷区神南二丁目2番1号 日本放送協会 放送センター内
- (72)発明者 西田 泰章
東京都渋谷区神南二丁目2番1号 日本放送協会 放送センター内
- (72)発明者 安藤 孝
東京都渋谷区宇田川町37番18号 財団法人エヌエイチケイエンジニアリングサービス内
- (72)発明者 大黒 一弘
東京都港区西新橋1丁目7番14号 アールコム株式会社内
- (72)発明者 細谷 進一
東京都立川市錦町1丁目4番4号 日本カスタム株式会社内

審査官 川口 貴裕

- (56)参考文献 特開平09-238114(JP,A)
特開平02-159136(JP,A)
大黒一弘, RZ SSBによる2チャンネル同時伝送, 1989年電子情報通信学会春季大会講演論文集, 1989年 3月15日, 分冊2, p. 2-349(全1頁)
大黒一弘, 移動通信用SSB - フェージング, 干渉に強いRZ SSB -, 電子情報通信学会誌, 1990年 5月25日, 第73巻, 第5号, p. 508-514

- (58)調査した分野(Int.Cl.⁷, DB名)

H04H 5/00
H04B 1/04
H04B 1/26
H03C 1/60