

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2010-10918

(P2010-10918A)

(43) 公開日 平成22年1月14日(2010.1.14)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード(参考)
HO4L 27/34 (2006.01)	HO4L 27/00	E 5K004
HO4B 1/04 (2006.01)	HO4B 1/04	G 5K060

審査請求 未請求 請求項の数 6 O L (全 18 頁)

(21) 出願番号	特願2008-166105 (P2008-166105)	(71) 出願人	000005821 パナソニック株式会社 大阪府門真市大字門真1006番地
(22) 出願日	平成20年6月25日(2008.6.25)	(71) 出願人	899000068 学校法人早稲田大学 東京都新宿区戸塚町1丁目104番地
		(74) 代理人	100105050 弁理士 鷲田 公一
		(72) 発明者	南里 将彦 神奈川県横浜市都筑区佐江戸町600番地 パナソニックモバイルコミュニケーションズ株式会社内
		(72) 発明者	太田 現一郎 東京都新宿区戸塚町1丁目104番地 学校法人早稲田大学内

最終頁に続く

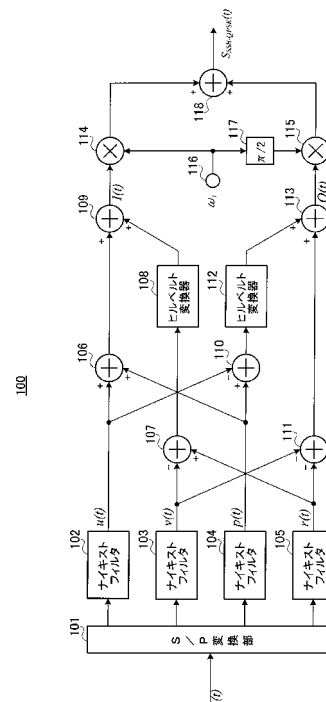
(54) 【発明の名称】 変調方式および復調方式

(57) 【要約】

【課題】 変調の基本要素である単側帯波からなる4種類の単側帯波要素を、共通の搬送周波数軸の周囲に直交的に配置することで、OFDM方式とほぼ同等、あるいはQPSK等のシングルキャリア変調方式の約2倍の周波数利用効率を実現すること。

【解決手段】 共通の搬送周波数を有する4種類の単側帯波要素から成る変調信号を生成する変調方式であり、前記4種類の単側帯波要素のうち、第1の単側帯波要素は、正の周波数領域に正極性の上側単側帯波を有するとともに負周波数領域に正極性の下側単側帯波を有し、第2の単側帯波要素は正周波数領域に正極性の上側単側帯波を有するとともに負の周波数領域に負極性の下側単側帯波を有し、第3の単側帯波要素は、正の周波数領域に正極性の下側単側帯波を有するとともに負の周波数領域に正極性の上側単側帯波を有し、第4の単側帯波要素は正の周波数領域に正極性の下側単側帯波を有するとともに負の周波数領域に負極性の上側単側帯波を有する。

【選択図】 図2



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

共通の搬送周波数を有する 4 種類の単側帯波要素から成る変調信号を生成する変調方式であり、前記 4 種類の単側帯波要素のうち、第 1 の単側帯波要素は、正の周波数領域に正極性の上側単側帯波を有するとともに負周波数領域に正極性の下側単側帯波を有し、

第 2 の単側帯波要素は正周波数領域に正極性の上側単側帯波を有するとともに負の周波数領域に負極性の下側単側帯波を有し、

第 3 の単側帯波要素は、正の周波数領域に正極性の下側単側帯波を有するとともに負の周波数領域に正極性の上側単側帯波を有し、

第 4 の単側帯波要素は正の周波数領域に正極性の下側単側帯波を有するとともに負の周波数領域に負極性の上側単側帯波を有する、

変調方式。

【請求項 2】

前記変調信号のシンボルが配置される通信フレームにおいて、通信フレームの先頭および前記通信フレームの最後尾のいずれか一方または双方にヌルシンボルを配置する、

請求項 1 記載の変調方式。

【請求項 3】

前記通信フレームにおいて、前記変調信号の同相成分および前記変調信号の直交成分を、1 シンボル毎に、I 軸および Q 軸にそれぞれ交互に配置する、

請求項 1 記載の変調方式。

【請求項 4】

前記変調信号のナイキストロールオフ率を小さくする、

請求項 1 記載の変調方式。

【請求項 5】

正の周波数領域に正極性の上側単側帯波を有するとともに負周波数領域に正極性の下側単側帯波を有する第 1 の単側帯波要素、

正周波数領域に正極性の上側単側帯波を有するとともに負の周波数領域に負極性の下側単側帯波を有する第 2 の単側帯波要素、

正の周波数領域に正極性の下側単側帯波を有するとともに負の周波数領域に正極性の上側単側帯波を有する第 3 の単側帯波要素、

および、正の周波数領域に正極性の下側単側帯波を有するとともに負の周波数領域に負極性の上側単側帯波を有する第 4 の単側帯波要素の、共通の搬送周波数を有する 4 種類の単側帯波要素からなる変調信号を受信し、

受信信号と、前記受信信号をヒルベルト変換して得られる信号とを加算および減算することで、前記変調信号を、2 要素の上側単側帯波成分と 2 要素の下側単側帯波成分とに分離する、

復調方式。

【請求項 6】

前記受信信号を構成する通信フレームにおいて、ヌルシンボルが配置された、前記通信フレームの先頭または前記通信フレームの最後尾で抽出されるヒルベルト変換された信号成分を用いて、前記先頭または前記最後尾から順に、前記 2 要素の上側単側帯波成分および前記 2 要素の下側単側帯波成分を各要素に分離して、前記 4 種類の単側帯波要素を得る、

請求項 5 記載の復調方式。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は変調方式および復調方式に関し、無線通信ならびに光通信等の電磁波を利用する分野における周波数利用効率向上を必要とするシステムを対象とする変復調方式に関する。

10

20

30

40

50

【背景技術】

【0002】

現時点で最も高い周波数利用効率を得られる通信方式は、直交周波数多重化方式（OFDM：Orthogonal Frequency Division Multiplex）である。OFDMは、細分化された変調波から構成されるが、変調波の数が低下した場合には、周波数利用効率が大幅に低下する。また、一般のデジタル直交変調方式では、ベースバンド信号の周波数特性を支配するロールオフ率を急峻にすることにより周波数利用効率を向上できるが、OFDM方式ではロールオフ率を急峻にしても周波数利用効率の向上においては効果がほとんどない。

【0003】

また、周波数利用効率の向上を実現する技術として、送信信号の狭帯域化技術が挙げられる。この代表例がSSB（Single Side Band：単側帯波）方式である。SSB方式を用いた多重化の試みは、過去から進められている。最も早期に研究されたSyed Aon Mujtabaの方式（特許文献1または非特許文献1）における送信信号は、正の周波数領域の搬送波に正極性のUSB（Upper Side Band：上側帯波）を有し、負域の周波数領域の搬送波に正極性のLSB（Lower Side Band：下側帯波）を有するSSB成分と、正の周波数領域の搬送波に正極性のLSBを有し、負域の周波数領域の搬送波に負極性のUSBを持つSSB成分とから成る送信信号である。しかし、Syed Aon Mujtabaの方式では、全体の周波数帯域幅はQPSK等のシングルキャリア変調方式の周波数帯域幅と変わらず、周波数利用効率の向上につながっていない。

【0004】

次に発表された生田氏の方式（非特許文献2および非特許文献3）では、送信側が4種類のSSB成分を有する送信信号を生成する。また、搬送波の片側にSSB成分を直交的に配置して、USBまたはLSBを直交変調することで周波数利用効率をQPSK方式シングルキャリア方式の2倍にする変調方式がある（特許文献2）。

【特許文献1】米国特許第6091781号明細書

【特許文献2】特開2006-203835号公報

【非特許文献1】Syed Aon Mujtaba, "A Novel Scheme for Transmitting QPSK as a Single-Sideband Signal", IEEE Globalcomm 98, vol.1, pp.592-597, 1998

【非特許文献2】生田大輔, 高畑文雄, "BPSK信号のSSB伝送に関する検討", 2001年電子情報通信学会総合大会講演論文集, B-5-177, 2001年3月 (Daisuke Ikuta, Fumio Takahata, "On SSB Transmission of BPSK Signal", Proceedings of the IEICE General Conference, B-5-177, Mar 2001)

【非特許文献3】生田大輔, 高畑文雄, "QPSK信号のSSB伝送に関する検討", 2001年電子情報通信学会総合大会講演論文集, B-5-176, 2001年3月 (Daisuke Ikuta, Fumio Takahata, "On SSB Transmission of QPSK Signal", Proceedings of the IEICE General Conference, B-5-176, Mar 2001)

【非特許文献4】太田現一郎他, "周波数利用効率のための新たな変調方式の検討", 電子情報通信学会技術研究報告RCS2003-184, pp.189-194, 2003年11月20日 (Gen-ichiro Ohta, Mitsuru Uesugi, Takuro Sato, Hideyoshi Tominaga, "Considerations on new Modulation Methods for Spectram Efficiency", Technical report of IEICE RCS, RCS2003-184, pp.189-194, Nov 2003)

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

SSB技術を用いてOFDMが有する周波数利用効率に匹敵若しくは上回る変調方式を実現するためには、一つの搬送周波数に独立の情報を保持するUSBとLSBとを配置すること、さらに、USBとLSBとをそれぞれ直交変調させることが一つの解決策である。これにより、変調信号は、同一の搬送周波数を有する4種類のSSB要素により構成される。4種類のSSB要素は、周波数領域では互いに直交するものの、時間領域では互いに干渉してしまう。しかし、上述した従来文献には、これら4種類のSSB要素を受信側

10

20

30

40

50

で分離する方法および伝送されるべき情報のみを抽出する方法のいずれも開示されていない。

【0006】

例えば、非特許文献3には、4種類のSSB要素を伝送する技術が開示されているが、4種類のSSB要素は同一の搬送周波数を有していない。また、非特許文献3において、4種類のSSB要素が仮に同一の搬送周波数を有する場合でも、非特許文献3に示される受信回路は4種類のSSB成分の相互干渉が残留し、干渉成分の相殺作用と希望信号の抽出作用とが十分に発揮できないため、4種類のSSB要素を完全に復調できない。非特許文献3において、同一の搬送周波数を有する4種類のSSB要素を完全に復調するためには、搬送周波数とSSB成分との間に周波数帯域に相当するだけのガードバンドを加える必要がある。ガードバンドを加えた場合には、周波数帯域幅は2倍に増大するため、周波数利用効率の向上につながらない。

10

【0007】

また、特許文献2では、受信機の復調段階および復号段階のうち、復号段階においてのみ干渉成分の除去を行っている。特許文献2に開示されている受信機は復調段階の構成部として直交検波部、整合フィルタおよび合成器を構成するが、信号間の干渉成分はいずれの構成部でも除去できない。すなわち、特許文献2では、復調段階に続く復号段階で信号間の干渉成分除去および信号分離を行っている。また、特許文献2に開示されている受信機では、ターボ復号方式により信号間の干渉成分を除去する。ターボ復号方式は、干渉信号成分のレプリカを用いて巡回的に誤差除去を行う方式であり、SSB方式の特徴を活かした方式ではない。また、ターボ復号方式は多大の演算を必要とし、演算による大きな処理遅延が発生する。

20

【0008】

本発明は、かかる点に鑑みてなされたものであり、デジタル信号をSSB化することで送信信号を狭帯域化して、無線通信の周波数利用効率を改善するにあたって、復調時における周波数領域での各信号間の相互干渉を抑制し得る変調方式および復調方式を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0009】

本発明の変調方式は、共通の搬送周波数を有する4種類の単側帯波要素から成る変調信号を生成する変調方式であり、前記4種類の単側帯波要素のうち、第1の単側帯波要素は、正の周波数領域に正極性の上側単側帯波を有するとともに負周波数領域に正極性の下側単側帯波を有し、第2の単側帯波要素は正周波数領域に正極性の上側単側帯波を有するとともに負の周波数領域に負極性の下側単側帯波を有し、第3の単側帯波要素は、正の周波数領域に正極性の下側単側帯波を有するとともに負の周波数領域に正極性の上側単側帯波を有し、第4の単側帯波要素は正の周波数領域に正極性の下側単側帯波を有するとともに負の周波数領域に負極性の上側単側帯波を有するようにした。

30

【0010】

本発明の復調方式は、正の周波数領域に正極性の上側単側帯波を有するとともに負周波数領域に正極性の下側単側帯波を有する第1の単側帯波要素、正周波数領域に正極性の上側単側帯波を有するとともに負の周波数領域に負極性の下側単側帯波を有する第2の単側帯波要素、正の周波数領域に正極性の下側単側帯波を有するとともに負の周波数領域に正極性の上側単側帯波を有する第3の単側帯波要素、および、正の周波数領域に正極性の下側単側帯波を有するとともに負の周波数領域に負極性の上側単側帯波を有する第4の単側帯波要素の、共通の搬送周波数を有する4種類の単側帯波要素からなる変調信号を受信し、受信信号と、前記受信信号をヒルベルト変換して得られる信号とを加算および減算することで、前記変調信号を、2要素の上側単側帯波成分と2要素の下側単側帯波成分とに分離するようにした。

40

【発明の効果】

【0011】

50

本発明によれば、変調の基本要素である単側帯波からなる4種類の単側帯波要素を、共通の搬送周波数軸の周囲に直交的に配置することで、OFDM方式とほぼ同等、あるいはQPSK等のシングルキャリア変調方式の約2倍の周波数利用効率を実現することができる。さらに、シンボル信号のロールオフ率を急峻にすることにより、OFDM方式の約2倍の周波数利用効率を実現することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0012】

以下、本発明の実施の形態について図面を参照して詳細に説明する。

【0013】

(実施の形態1)

10

図1に、本発明が目的とする変調信号、つまり、共通の搬送周波数を有する4つのSSB要素から成る変調信号を示す。4つのSSB要素は、図1に示すように、偶対称正極性回転SSBと、偶対称負極性回転SSBと、奇対称正極性回転SSBと、奇対称負極性回転SSBとから成る。それぞれの単側帯波要素は、正域および負域の周波数領域それぞれに偶対称な周波数成分または奇対称な周波数成分を有する。

【0014】

具体的には、偶対称正極性回転SSBは、正の周波数領域に正極性の上側単側帯波を有するとともに負の周波数領域に正極性の下側単側帯波を有し、奇対称正極性回転SSBは正の周波数領域に正極性の上側単側帯波を有するとともに負の周波数領域に負極性の下側単側帯波を有し、偶対称負極性回転SSBは、正の周波数領域に正極性の下側単側帯波を有するとともに負の周波数領域に正極性の上側単側帯波を有し、奇対称負極性回転SSBは正の周波数領域に正極性の下側単側帯波を有するとともに負の周波数領域に負極性の上側単側帯波を有する。

20

【0015】

従って、周波数領域における正負の成分を考慮すると、変調信号のSSB要素は8個となる。なお、8個のSSB要素は、概念上のものであり、8個のSSB要素が物理的に単独で存在するものではない。例えば、角周波数 ω_1 の信号は、 $\cos \omega_1 t$ または $\sin \omega_1 t$ である。しかし、SSB要素の概念を説明するためには、SSB要素を解析信号化することが必要となる。よって、 $\cos \omega_1 t$ を一例として説明すると、角周波数 ω_1 の信号は、 $\cos \omega_1 t$ の解析成分であるフェイサ $\exp(j\omega_1 t)$ および $\exp(-j\omega_1 t)$ を用いてオイラーの定理を用いて次のように表すことができる。

30

【数1】

$$\cos \omega_1 t = \frac{e^{j\omega_1 t} + e^{-j\omega_1 t}}{2} \quad \dots(1)$$

ここで、フェイサとは、一方向の位相回転する基本要素であり、 $\exp(j\omega_1 t)$ は角周波数 ω_1 の位置で正方向に位相回転し、 $\exp(-j\omega_1 t)$ は角周波数 $-\omega_1$ の位置で正方向に位相回転する。

【0016】

一方、情報を伝送するための帯域幅を有する信号は、情報信号の遷移により位相が正方向に増大したり、負方向に増大したりする。このとき、図1に示す周波数領域では、情報を伝送するための帯域幅を有する信号は、正方向に位相回転する場合にはUSB信号とし、負方向に位相回転する場合にはLSB信号とする。例えば、図1に示す偶対称正極性回転SSBでは、情報信号の遷移により位相が正方向に増大する場合には正の周波数領域のUSB成分を形成し、情報信号の遷移により位相が負方向に増大する場合には負域の周波数領域のLSB成分を形成する。すなわち、図1に示す偶対称正極性回転SSB、偶対称負極性回転SSB、奇対称正極性回転SSBおよび奇対称負極性回転SSBは、USB成分およびLSB成分をそれぞれが有するものの、時間領域ではUSB成分およびLSB成分のいずれか1つのみが存在する。

40

【0017】

50

図 1 における 4 つの SSB 要素は以下のように表される。ただし、USB 型 SSB - QPSK で搬送される情報を $u(t)$, $v(t)$ とし、LSB 型 SSB - QPSK で搬送される情報を $p(t)$, $r(t)$ とする。また、 $u(t)$, $p(t)$ を同相 (In-phase) 成分とし、 $v(t)$, $r(t)$ を直交 (Quadrature-phase) 成分とする。また、 $u(t)$, $v(t)$, $p(t)$, $r(t)$ の搬送波上の信号をそれぞれ $U(t)$, $V(t)$, $P(t)$, $R(t)$ とする。

【0018】

< 1 . 偶対称正極性回転 SSB >

信号 $u(t)$ が解析信号化されると、次式で表される。

【数 2】

$$\begin{aligned} u_+ &= u(t) + jH[u(t)] \\ u_- &= u(t) - jH[u(t)] \end{aligned} \quad \dots (2)$$

ただし、 $H[u(t)]$ は $u(t)$ のヒルベルト変換処理を示す。

【0019】

ここで、搬送波角周波数を ω_1 とすると、信号 $u(t)$ は次式に示す SSB として搬送される。

【数 3】

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2}u_+e^{j\omega_1 t} + \frac{1}{2}u_-e^{-j\omega_1 t} \\ &= \frac{1}{2}\{u(t) + jH[u(t)]\}(\cos\omega_1 t + j\sin\omega_1 t) + \frac{1}{2}\{u(t) - jH[u(t)]\}(\cos\omega_1 t - j\sin\omega_1 t) \quad \dots (3) \\ &= u(t)\cos\omega_1 t - H[u(t)]\sin\omega_1 t \end{aligned} \quad 20$$

【0020】

< 2 . 奇対称正極性回転 SSB >

式 (2) と同様にして $v(t)$ が解析信号化された v_+ および v_- を用いると、信号 $v(t)$ は次式に示す SSB として搬送される。

【数 4】

$$\begin{aligned} & j\frac{1}{2}v_+e^{j\omega_1 t} - j\frac{1}{2}v_-e^{-j\omega_1 t} \\ &= j\frac{1}{2}\{v(t) + jH[v(t)]\}(\cos\omega_1 t + j\sin\omega_1 t) - j\frac{1}{2}\{v(t) - jH[v(t)]\}(\cos\omega_1 t - j\sin\omega_1 t) \quad \dots (4) \\ &= -H[v(t)]\cos\omega_1 t - v(t)\sin\omega_1 t \end{aligned} \quad 30$$

【0021】

< 3 . 偶対称負極性回転 SSB >

式 (2) と同様にして $p(t)$ が解析信号化された p_+ および p_- を用いると、信号 $p(t)$ は次式に示す SSB として搬送される。

【数 5】

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2}p_-e^{j\omega_1 t} + \frac{1}{2}p_+e^{-j\omega_1 t} \\ &= \frac{1}{2}\{p(t) - jH[p(t)]\}(\cos\omega_1 t + j\sin\omega_1 t) + \frac{1}{2}\{p(t) + jH[p(t)]\}(\cos\omega_1 t - j\sin\omega_1 t) \quad \dots (5) \\ &= p(t)\cos\omega_1 t + H[p(t)]\sin\omega_1 t \end{aligned} \quad 40$$

【0022】

< 4 . 奇対称負極性回転 SSB >

式 (2) と同様にして $r(t)$ が解析信号化された r_+ および r_- を用いると、信号 $r(t)$ は次式に示す SSB として搬送される。

10

20

30

40

50

【数 6】

$$\begin{aligned}
 & j\frac{1}{2}r_-e^{j\omega_1 t} - j\frac{1}{2}r_+e^{-j\omega_1 t} \\
 &= j\frac{1}{2}\{r(t) - jH[r(t)]\}(\cos\omega_1 t + j\sin\omega_1 t) - j\frac{1}{2}\{r(t) + jH[r(t)]\}(\cos\omega_1 t - j\sin\omega_1 t) \quad \dots(6) \\
 &= H[r(t)]\cos\omega_1 t - r(t)\sin\omega_1 t
 \end{aligned}$$

【0023】

以上、4つのSSB要素について説明した。ここで、4つのSSB要素すべてを合成した変調信号を $S_{SSB-QPSK}(t)$ として次式で表すことが出来る。

【数 7】

$$\begin{aligned}
 & S_{SSB-QPSK}(t) \\
 &= \{u(t) - H[v(t)] + p(t) + H[r(t)]\}\cos\omega_1 t + \{-H[u(t)] - v(t) + H[p(t)] - r(t)\}\sin\omega_1 t \quad \dots(7)
 \end{aligned}$$

【0024】

図2に、本発明の実施の形態1に係る変調装置の構成を示す。

【0025】

図2に示す変調装置100において、送信データ $s(t)$ が直並列変換部(S/P変換部)101に入力される。S/P変換部101は、送信データ $s(t)$ を直並列変換して4系統の並列信号を生成する。そして、S/P変換部101は、直並列変換した4系統の並列信号をナイキストフィルタ102, 103, 104および105にそれぞれ出力する。

【0026】

ナイキストフィルタ102, 103, 104および105は、S/P変換部101から入力される信号にフィルタリング処理をそれぞれ施し、所望の帯域幅の信号 $u(t)$, $v(t)$, $p(t)$, $r(t)$ を出力する。

【0027】

加算器106は、ナイキストフィルタ102の出力 $u(t)$ とナイキストフィルタ104の出力 $p(t)$ とを加算して $u(t) + p(t)$ を得る。加算器107は、ナイキストフィルタ105の出力 $r(t)$ からナイキストフィルタ103の出力 $v(t)$ を減算して $r(t) - v(t)$ を得る。

【0028】

ヒルベルト変換器108は、加算器107の出力 $(r(t) - v(t))$ をヒルベルト変換して、ヒルベルト変換後の信号 $H[r(t) - v(t)]$ を加算器109に出力する。

【0029】

加算器109は、加算器106の出力 $(u(t) + p(t))$ とヒルベルト変換器108の出力 $H[r(t) - v(t)]$ とを加算して信号 $I(t)$ を生成する。加算器109で生成される信号 $I(t)$ を次式に示す。

【数 8】

$$I(t) = \{u(t) + p(t)\} + H[r(t) - v(t)] \quad \dots(8)$$

【0030】

また、加算器110は、ナイキストフィルタ104の出力 $p(t)$ からナイキストフィルタ102の出力 $u(t)$ を減算して $p(t) - u(t)$ を得る。加算器111は、ナイキストフィルタ103の出力 $v(t)$ とナイキストフィルタ105の出力 $r(t)$ とを負の方向に加算して $-\{r(t) + v(t)\}$ を得る。

【0031】

ヒルベルト変換器112は、加算器110の出力 $(p(t) - u(t))$ をヒルベルト変換して、ヒルベルト変換後の信号 $H[p(t) - u(t)]$ を加算器113に出力する

10

20

30

40

50

。

【0032】

加算器113は、加算器111の出力 $(-\{r(t)+v(t)\})$ とヒルベルト変換器112の出力 $H[p(t)-u(t)]$ とを加算して信号 $Q(t)$ を生成する。加算器113で生成される信号 $Q(t)$ を次式に示す。

【数9】

$$Q(t) = -\{r(t)+v(t)\} + H[p(t)-u(t)] \quad \dots(9)$$

【0033】

乗算器114には搬送周波数信号発生器116で発生された搬送周波数信号 $(\cos \omega_1 t)$ が入力され、乗算器115には移相器117によって 90° ($\pi/2$)だけ位相がシフトされた搬送周波数信号 $(\sin \omega_1 t)$ が入力される。これにより、乗算器114は信号 $I(t)$ を搬送周波数信号で乗算し、乗算器115は信号 $Q(t)$ を 90° 位相のずれた搬送周波数信号で乗算する。

10

【0034】

加算器118は、乗算器114の出力と乗算器115の出力とを加算する。これにより2種類のUSB信号 $(u(t), v(t))$ および2種類のLSB信号 $(p(t), r(t))$ が直交多重されたSSB変調波 $S_{SSB-QPSK}(t)$ が得られる。加算器118で生成されるSSB変調波 $S_{SSB-QPSK}(t)$ を次式に示す。

【数10】

$$S_{SSB-QPSK}(t) = \{(u(t)+p(t))+H[(r(t)-v(t))]\}\cos \omega_1 t + \{-(r(t)+v(t))+H[p(t)-u(t)]\}\sin \omega_1 t \quad \dots(10)$$

20

【0035】

ここで、式(7)および式(10)は等価である。よって、図2に示す構成により、本発明が目的とする変調信号、つまり、4種類のSSB要素から成る変調信号を得ることができる。

【0036】

次に、図3に、変調装置100から送信されたSSB変調波 $S_{SSB-QPSK}(t)$ を受信し、復調および復号する復調復号装置の構成を示す。

30

【0037】

図3に示す復調復号装置200において、SSB変調波 $S_{SSB-QPSK}(t)$ は直交検波部201に入力される。直交検波部201は、SSB変調波 $S_{SSB-QPSK}(t)$ に $\cos \omega_1 t$ または $\sin \omega_1 t$ を乗じて受信信号 $S_{SSB-QPSK}(t)$ の同相成分および直交成分をナイキストフィルタ202, 203にそれぞれ出力する。

【0038】

ナイキストフィルタ202, 203は、それぞれが有するローパスフィルタ作用によって、直交検波部201から入力される $S_{SSB-QPSK}(t)$ の同相成分および直交成分の高域成分を除去して信号 $I(t), Q(t)$ を得る。

【0039】

ヒルベルト変換器204, 205は、信号 $I(t), Q(t)$ をヒルベルト変換して、信号 $H[I(t)], H[Q(t)]$ を得る。

40

【0040】

加算器206は、 $I(t)$ と $H[Q(t)]$ とを加算し、加算器207は、 $I(t)$ から $H[Q(t)]$ を減算し、加算器208は、 $Q(t)$ と $H[I(t)]$ とを加算し、加算器209は、 $Q(t)$ から $H[I(t)]$ を減算する。

【0041】

復号器210は、周波数直交する2つのUSB信号を分離して、分離した $u(t)$ および $v(t)$ をパラレルシリアル変換部(P/S変換部)212に出力する。復号器211は、周波数直交する2つのLSB信号を分離して、分離した $p(t)$ および $r(t)$ をP

50

/ S 変換部 2 1 2 に出力する。

【 0 0 4 2 】

P / S 変換部 2 1 2 は、入力される 4 系統をパラレルシリアル変換することによって、1 系統のデータ信号 $s(t)$ を得る。

【 0 0 4 3 】

次に、本実施の形態の復調復号装置 2 0 0 の動作について説明する。

【 0 0 4 4 】

まず、受信信号 $S_{SSB-QPSK}(t)$ に $\cos \omega_c t$ を乗じて得られる、受信信号 $S_{SSB-QPSK}(t)$ の同相成分を、ナイキストフィルタ 2 0 2 が有するローパスフィルタに通過させることで高域成分を除去すると次式の信号 $I(t)$ が得られる。

【 数 1 1 】

$$I(t) = u(t) - H[v(t)] + p(t) + H[r(t)] \quad \dots (11)$$

【 0 0 4 5 】

また、受信信号 $S_{SSB-QPSK}(t)$ に $\sin \omega_c t$ を乗じて得られる、受信信号 $S_{SSB-QPSK}(t)$ の直交成分を、ナイキストフィルタ 2 0 3 が有するローパスフィルタに通過させることで高域成分を除去すると次式の信号 $Q(t)$ が得られる。

【 数 1 2 】

$$Q(t) = -H[u(t)] - v(t) + H[p(t)] - r(t) \quad \dots (12)$$

【 0 0 4 6 】

ここで、式 (1 1) および式 (1 2) に示す信号には 4 種類の信号が含まれているため、2 信号のための SSB-QPSK の場合よりもさらに干渉成分が増加している。このままでは、4 元連立方程式を式 (1 1) および式 (1 2) の 2 式で解かなければならない。しかし、4 元連立方程式を 2 式で解くことは理論的に不可能である。

【 0 0 4 7 】

ここで、SSB の特徴である解析信号としての性質に着目することが重要である。すなわち、SSB 信号は位相空間での回転方向が正負一方向に定まる。すなわち、SSB 信号のうち、USB と LSB とでは位相回転の方向が異なるため、ヒルベルト変換を施しても位相回転方向は変わらない。そこで、ヒルベルト変換器 2 0 4 およびヒルベルト変換器 2 0 5 は、この性質を利用して、式 (1 1) の信号 $I(t)$ および式 (1 2) の信号 $Q(t)$ をヒルベルト変換して次式の信号を得る。

【 数 1 3 】

$$H[I(t)] = H[u(t)] + v(t) + H[p(t)] - r(t) \quad \dots (13)$$

【 数 1 4 】

$$H[Q(t)] = u(t) - H[v(t)] - p(t) - H[r(t)] \quad \dots (14)$$

【 0 0 4 8 】

式 (1 1) と式 (1 4) とを比較すると、 $u(t)$ および $H[v(t)]$ は同符号であるが、 $p(t)$ および $H[r(t)]$ は異符号である。同様に、式 (1 2) と式 (1 3) とを比較すると、 $H[u(t)]$ および $v(t)$ は異符号であるが、 $H[p(t)]$ および $r(t)$ は同符号である。

【 0 0 4 9 】

そこで、加算器 2 0 6 , 2 0 7 は式 (1 1) と式 (1 4) とを加算および減算することにより以下の信号を得る。

【 数 1 5 】

$$I(t) + H[Q(t)] = 2\{u(t) - H[v(t)]\} \quad \dots (15)$$

10

20

30

40

【数 1 6】

$$I(t) - H[Q(t)] = 2\{p(t) + H[r(t)]\} \quad \dots(16)$$

【0050】

同様に、加算器 208, 209 は式(12)と式(13)とを加算および減算することにより以下の信号を得る。

【数 1 7】

$$Q(t) + H[I(t)] = 2\{H[p(t)] - r(t)\} \quad \dots(17)$$

【数 1 8】

$$-Q(t) + H[I(t)] = 2\{v(t) + H[u(t)]\} \quad \dots(18)$$

10

【0051】

以上により、式(15)および式(18)は $u(t)$ と $v(t)$ との 2 元連立方程式となり、式(16)および式(17)は $p(t)$ と $r(t)$ との 2 元連立方程式となる。これにより、2 式を用いて 2 元連立方程式を解けばよいため、各 SSB 信号を分離することが可能となる。

【0052】

ただし、これらの 2 元連立方程式は、実際にはヒルベルト変換要素が含まれており、非常に強いシンボル干渉を引き起こす。図 4 にヒルベルト変換要素が引き起こすシンボル干渉の様子を示す。図 4 は、式(15)において、シンボル信号 $u(t)$ をナイキストロールオフ信号として用いる場合、すなわち、 $u(t)$ が式(19)で表され、そのヒルベルト変換が式(20)で表される場合の時間領域におけるシンボル間干渉を示す図である。

20

【数 1 9】

$$u(t) = A(t) \frac{\sin \omega_0 t}{\omega_0 t} \quad \dots(19)$$

【数 2 0】

$$H[u(t)] = A(t) \frac{1 - \cos \omega_0 t}{\omega_0 t} \quad \dots(20)$$

30

【0053】

ここで、 ω_0 はシンボル信号の周期周波数で、シンボル周期 T によって次式で表される。

【数 2 1】

$$\omega_0 = \frac{\pi}{T} \quad \dots(21)$$

【0054】

また、式(15)では、I 軸における所望波 $u(t)$ に加え、直交成分である信号 $v(t)$ のヒルベルト変換成分 $H[v(t)]$ が共存する。例えば、図 4 では、連続する 3 シンボル $u(t)$, $u(t - T)$, $u(t - 2T)$ および直交成分であるシンボル $v(t)$, $v(t - T)$, $v(t - 2T)$ のそれぞれのヒルベルト変換成分 $H[v(t)]$, $H[v(t - T)]$, $H[v(t - 2T)]$ を示す。なお、図 4 では、説明を簡略するために、すべてのシンボルの状態を “1” すなわち +1 とする。

40

【0055】

図 4 において、例えば、時刻 $t = 0$ に信号点を有する $u(t)$ と同一時刻に信号点を有する $H[v(t)]$ は、時刻 $t = 0$ では $u(t)$ に干渉しない。一方、時刻 $t = 0$ に信号点を有するシンボルに隣接する $t = -T$ および $t = T$ のシンボルでは、 $H[v(t)]$ は、それぞれの時刻で信号点を有する $u(t + T)$ および $u(t - T)$ に干渉していることが明らかである。このことは、式(20)の奇対称性を考慮しても明らかである。

50

【 0 0 5 6 】

この複雑な干渉状態がすべての信号点で発生するため、復調復号装置 2 0 0 では、受信信号から所望する情報信号を抽出することは容易ではない。このような干渉状態において所望する情報信号を抽出する方法として、ターボ復号器を用いた方法がある。しかし、この方法は、干渉成分のレプリカを生成して巡回的に干渉成分を除去するため、処理時間が長くなってしまふ。また、符号拡散技術を用いた方法がある。しかし、この方法では、例えば、Gold 符号等の拡散符号の中で利用できる範囲が限定されるため、拡散効率が低下してしまふ。ヒルベルト変換成分の除去に関する根本的な解決は、その干渉成分の特徴を利用することが必要となるが、これまでそのような研究はない。

【 0 0 5 7 】

そこで、本実施の形態では、ヒルベルト変換成分が隣接するシンボルに干渉を与える点に着目し、干渉波を干渉波としてではなく所望波として捉え、復調復号装置は、Q 軸を含めて所望波成分が通信フレーム内の 3 箇所に生成される点を利用して所望波を抽出する。

【 0 0 5 8 】

図 5 に本実施の形態における所望波の抽出方法を示す。図 5 は図 2 に示す変調装置 1 0 0 の S / P 変換部 1 0 1 が送出するシンボル列のフレームを示す。本実施の形態では、このフレームの先頭またはフレームの最後尾にヌルシンボルを配置する。具体的には、図 5 に示すように、フレームの先頭である T_0 にヌルシンボルを配置し、フレームの最後尾である T_{11} にヌルシンボルを配置する。また、フレームの先頭および最後尾以外のシンボルには、図 5 に示すように、I 軸および Q 軸に信号 $u(t)$ および $v(t)$ をそれぞれ配置する。

【 0 0 5 9 】

図 5 に示すようにしてフレームの先頭および最後尾にヌルシンボルを配置した場合の効果を図 6 に示す。図 6 では、図 5 に示す時刻 $t = T_0 \sim T_{11}$ のシンボルうち、時刻 $t = T_0 \sim T_5$ の I 軸および Q 軸における 6 個の信号成分を示す。図 6 に示すように、時刻 $t = 0$ に I 軸で信号点を有する $u(t)$ は、I 軸に直交する Q 軸上では、時刻 $t = -T$ において $u(t)$ のヒルベルト変換成分 $H[u(t)]$ のみが単独で現れることが分かる。同様に、時刻 $t = 0$ に Q 軸上で信号点を有する $v(t)$ は、Q 軸に直交する I 軸では、時刻 $t = -T$ において $v(t)$ のヒルベルト変換成分 $H[v(t)]$ のみが単独で現れることが分かる。ここで、信号 $u(t)$, $v(t)$ の振幅を正規化した場合、ヒルベルト変換成分の隣接シンボルとの干渉量は約 0 . 6 3 6 6 2 である。

【 0 0 6 0 】

この結果、復調復号装置 2 0 0 は、時刻 $t = -T$ でヒルベルト変換成分としての $u(t)$ と $v(t)$ とを単独で抽出した後、時刻 $t = 0$ における $u(t)$ および $v(t)$ と次のシンボルからの干渉との合成出力に代入することができる。すなわち、I 軸上では時刻 $t = 0$ における信号成分は $u(t) - H[v(t - T)]$ であるが、時刻 $t = -T$ で既知となった $u(t)$ を代入することで $-H[v(t - T)]$ の値が算出される。同様に、Q 軸上では時刻 $t = 0$ における信号成分は $v(t) + H[u(t - T)]$ であるが、時刻 $t = -T$ で既知となった $v(t)$ を代入することで $H[u(t - T)]$ の値が算出される。これにより、時刻 $t = 0$ までに、 $u(t)$, $u(t - T)$, $v(t)$ および $v(t - T)$ の値が求まる。

【 0 0 6 1 】

そして、時刻 $t = T$ においても時刻 $t = 0$ までに既知となった値を用いることで時刻 $t = T$ における信号成分を分離することができる。具体的には、時刻 $t = T$ では、I 軸上の信号成分は $u(t - T) - H[v(t)] - H[v(t - 2T)]$ であり、既知となった $v(t)$, $u(t - T)$ を代入することで $-H[v(t - 2T)]$ の値が算出される。同様に、Q 軸上では時刻 $t = T$ における信号成分は $v(t - T) + H[u(t)] + H[u(t - 2T)]$ であり、既知となった $u(t)$, $v(t - T)$ を代入することで $H[u(t - 2T)]$ の値が算出される。以降、同様にして、既知となったシンボルの値を用いることで、フレーム上のすべてのシンボル信号を抽出できることは明らかである。

10

20

30

40

50

【 0 0 6 2 】

このように、復調復号装置 2 0 0 は、ヌルシンボルが配置されたフレームの先頭および最後尾で単独で抽出されるヒルベルト変換成分を用いて、フレームの先頭から順に、シンボル間干渉を引き起こすヒルベルト変換成分を除去することで、U S B 信号 ($u(t)$) および $v(t)$) を S S B 要素毎の信号に分離する。すなわち、復調復号装置 2 0 0 では、ヌルシンボルが配置されるフレームの先頭または最後尾を、U S B 信号を 2 つの S S B 要素に分離する分離処理の開始位置とする。

【 0 0 6 3 】

以上説明したように、本実施の形態によれば、復調復号装置は、ヒルベルト変換処理を行うことで 4 種類の S S B 信号を、U S B 信号 (2 種類) と L S B 信号 (2 種類の) とに分離する。さらに、変調装置がフレームの先頭またはフレームの最後尾にヌルシンボルを配置することで、時間領域において、復調時に非干渉部分を確保することができる。よって、復調復号装置はフレームの先頭またはフレームの最後尾で単独で抽出されるヒルベルト変換成分を用いて、フレームの先頭以降またはフレームの最後尾以前において直交する 2 つの成分を分離することができる。よって、復調復号装置は、干渉成分を除去できるようになるため、デジタル信号を S S B 化することで送信信号を狭帯域化して、無線通信の周波数利用効率を改善するにあたって、各信号間の相互干渉を抑制できるようになる。

【 0 0 6 4 】

また、本実施の形態によれば、搬送周波数を同一とする 4 種類の S S B 信号を用いることで周波数利用効率 $2 \text{ bit} / \text{sec} / \text{Hz}$ の変調方式を提供できることを明らかにした。また、図 7 に示すように、ロールオフ率 (ナイキストロールオフ率) を十分に小さくして占有帯域幅を狭めた場合 (図 7 B) には、帯域幅が、ロールオフ率が 1 の場合 (図 7 A) の帯域幅の $1 / 2$ に近づくので、周波数利用効率 $4 \text{ bit} / \text{sec} / \text{Hz}$ の変調方式を提供することが可能となる。

【 0 0 6 5 】

(実施の形態 2)

実施の形態 1 の図 5 に示したフレーム構成におけるシンボル信号抽出の手順を図 8 に示す。図 8 に示すように、例えば、時刻 $t = 0$ の I 軸では、時刻 $t = -T$ の Q 軸で抽出した信号 ($H[u(t)]$) を用いる。また、時刻 $t = 0$ の Q 軸では、時刻 $t = -T$ の I 軸で抽出した信号 ($-H[v(t)]$) を用いる。このように、図 8 に示すシンボル信号抽出の手順では、シンボル信号を抽出するために、過去に抽出された信号が I 軸と Q 軸とを交互に行き交うため (図 8 に示す点線矢印)、複雑な処理が発生してしまう。

【 0 0 6 6 】

また、実施の形態 1 におけるシンボル信号の抽出方法では、フレームの先頭から順に抽出した $u(t)$ および $v(t)$ を順次使用して以降のシンボルを抽出するため、 $u(t)$ および $v(t)$ の数値誤差が遺伝的に継承される課題がある。このため、本質的には、リードソロモン (Reed-Solomon) 符号等の誤り訂正符号を用いる必要があるが、図 8 に示すように信号が I 軸と Q 軸とを交互に行き交う状態での適用は複雑さが増大してしまう。

【 0 0 6 7 】

以下、本実施の形態について具体的に説明する。図 9 に、本実施の形態におけるシンボル配置を示す。図 9 に示すように、本実施の形態では、 $u(t)$ および $v(t)$ のシンボル配置を I 軸および Q 軸に 1 シンボル毎に交互に切り替える。つまり、変調装置 1 0 0 (図 2) は、 $u(t)$ および $v(t)$ を、シンボル毎に I 軸および Q 軸に交互に配置する。ただし、図 9 では、時刻 $t = T_{-1} \sim T_{10}$ で 1 フレームが構成される。また、フレームの先頭および最後尾に配置されるシンボルは、実施の形態 1 と同様、ヌルシンボルである。具体的には、図 9 に示すように、時刻 $t = T_0$ では、I 軸に u_1 が配置され、Q 軸に v_1 が配置される。また、時刻 $t = T_1$ では、I 軸に v_2 が配置され、Q 軸に u_2 が配置される。同様に、時刻 $t = T_2$ では、I 軸に u_3 が配置され、Q 軸に v_3 が配置される。時刻 $t =$ 時刻 $t = T_3 \sim T_9$ についても同様である。

【 0 0 6 8 】

10

20

30

40

50

図10は、図9に示すシンボル配置を行うことで得られる効果を示す。図10に示すように、例えば、I軸において、時刻 $t = 0$ では、 $u(t)$ が受ける干渉は、 $-H[u(t-T)]$ のみであり、時刻 $t = 2T$ では、 $u(t-2T)$ が受ける干渉は、 $-H[u(t-T)]$ および $-H[u(t-3T)]$ のみである。すなわち、I軸では、 $u(t)$ が受ける干渉は、異なる時刻に信号点を有する $u(t)$ のヒルベルト変換成分のみである。換言すると、 $u(t)$ に対する干渉成分に $v(t)$ は含まれない。同様に、図10に示すように、Q軸において、時刻 $t = 0$ では、 $v(t)$ が受ける干渉は、 $H[v(t-T)]$ からのみであり、時刻 $t = 2T$ では、 $v(t-2T)$ が受ける干渉は、 $H[v(t-T)]$ および $H[v(t-3T)]$ からのみである。すなわち、Q軸では、 $v(t)$ に対する干渉成分に $u(t)$ は含まれない。

10

【0069】

この結果、図9に示すシンボル配置によって、I軸およびQ軸それぞれにおける所望波のシンボル（I軸では $u(t)$ 、Q軸では $v(t)$ ）による隣接シンボル間干渉のみを扱うため、実施の形態1と比較して干渉関係をより単純化することができる。これにより、本発明に対して既存の誤差訂正符号を適用し易くなる。

【0070】

さらに、干渉量は、 sinc 関数の場合、第1段階として次式で示す a 値を用いて処理する。

【数22】

$$a = H[u(t=T)] \cong 0.63662 \quad \dots (22)$$

20

【0071】

これにより、フレーム全体の連立方程式を次式のように記述することができる。

【数23】

$$\begin{array}{l} I_{-1} \\ Q_0 \\ I_1 \\ Q_2 \\ I_3 \\ Q_4 \\ I_5 \\ Q_6 \\ I_7 \\ Q_8 \\ I_9 \end{array} = \begin{array}{cccccccc} a & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -a & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -a & 1 & a & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a & 1 & -a & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -a & 1 & a & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a & 1 & -a & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -a & 1 & a & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a & 1 & -a \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -a & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{array} \begin{array}{l} a \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ a \\ 1 \\ -a \end{array} \begin{array}{l} u(t) \\ u(t-T) \\ u(t-2T) \\ u(t-3T) \\ u(t-4T) \\ u(t-5T) \\ u(t-6T) \\ u(t-7T) \\ u(t-8T) \\ u(t-9T) \end{array} \quad \dots (23)$$

30

【数 2 4】

$$\begin{matrix}
 Q_{-1} \\
 I_0 \\
 Q_1 \\
 I_2 \\
 Q_3 \\
 I_4 \\
 Q_5 \\
 I_6 \\
 Q_7 \\
 I_8 \\
 Q_9
 \end{matrix}
 =
 \begin{matrix}
 -a & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a \\
 1 & a & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 a & 1 & -a & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & -a & 1 & a & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & a & 1 & -a & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & -a & 1 & a & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & a & 1 & -a & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -a & 1 & a & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a & 1 & -a \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -a & 1 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a
 \end{matrix}
 \begin{matrix}
 v(t) \\
 v(t-T) \\
 v(t-2T) \\
 v(t-3T) \\
 v(t-4T) \\
 v(t-5T) \\
 v(t-6T) \\
 v(t-7T) \\
 v(t-8T) \\
 v(t-9T)
 \end{matrix}
 \quad \dots (24)$$

10

【0072】

当然のことながら、電波伝搬環境の擾乱状態においては、時々刻々、振幅が変動するため、aの値は等化処理等で安定化させた後に有効となるものである。また、式(23)は、I軸におけるシンボルu(t-kT) (k=0, 1, 2, ..., 9)に関するマトリクス方程式であり、式(24)は、Q軸におけるシンボルv(t-kT) (k=0, 1, 2, ..., 9)に関するマトリクス方程式である。なお、式(23)および式(24)のkの値は図9に示すシンボル配置を一例として挙げた場合であり、kの値を任意に定めることが可能である。

20

【0073】

このように、本実施の形態によれば、I軸およびQ軸に配置するシンボルを交互に切り替えることで、I軸およびQ軸における干渉成分を実施の形態1と比較して、さらに単純化することができる。

【産業上の利用可能性】

【0074】

本発明は、デジタル信号をSSB化することで送信信号を狭帯域化して、無線通信の周波数利用効率を改善するにあたって、各信号間の相互干渉を抑制し得、種々の無線機器に広く適用できる。

30

【図面の簡単な説明】

【0075】

【図1】実施の形態1の4種類のSSB要素を示す図

【図2】実施の形態1の変調装置の構成を示すブロック図

【図3】実施の形態1の復調復号装置の構成を示すブロック図

【図4】実施の形態1のSSB信号におけるシンボル干渉を示す図

【図5】実施の形態1のSSB信号のフレーム構成を示す図

【図6】実施の形態1の各シンボルにおけるI軸およびQ軸の干渉状況を示す図

40

【図7】実施の形態1のロールオフ率を小さくした場合に周波数利用効率が向上することを示す図

【図8】実施の形態1の信号抽出の手順を示す図

【図9】実施の形態2のシンボル配置を示す図

【図10】実施の形態2の各シンボルにおけるI軸およびQ軸の干渉状況を示す図

【符号の説明】

【0076】

100 変調装置

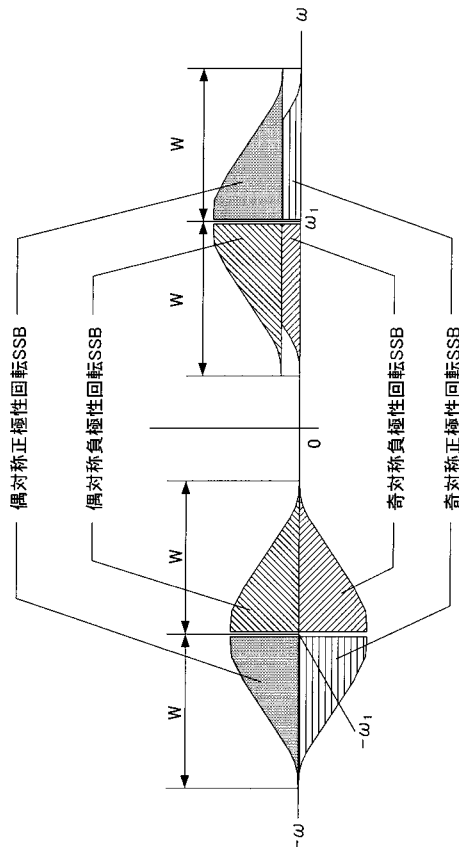
101 S/P変換部

102, 103, 104, 105, 202, 203 ナイキストフィルタ

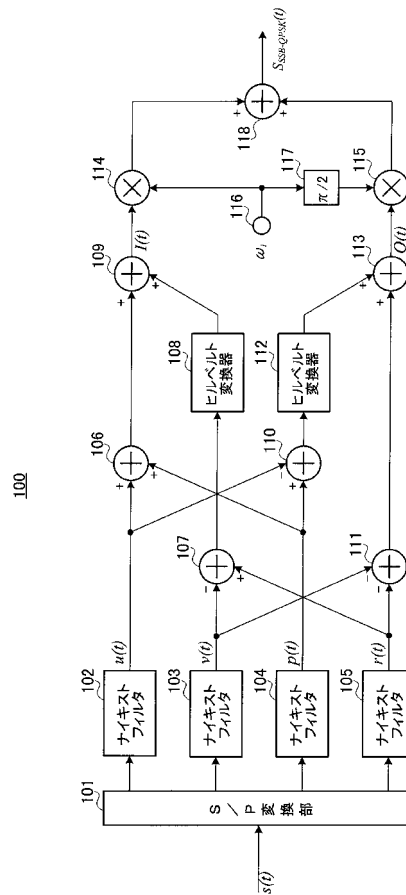
50

- 106, 107, 109, 110, 111, 113, 118, 206, 207, 208, 209 加算器
- 108, 112, 204, 205 ヒルベルト変換器
- 114, 115 乗算器
- 116 搬送周波数信号発生器
- 117 移相器
- 200 復調復号装置
- 201 直交検波部
- 210, 211 復号器
- 212 P / S 変換部

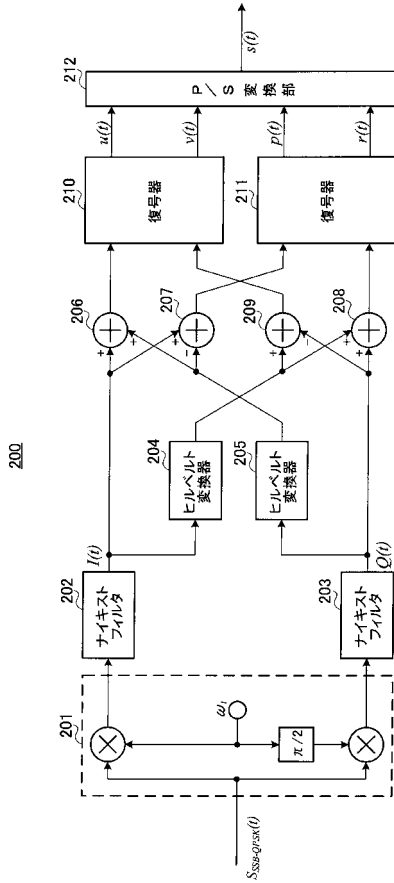
【 図 1 】



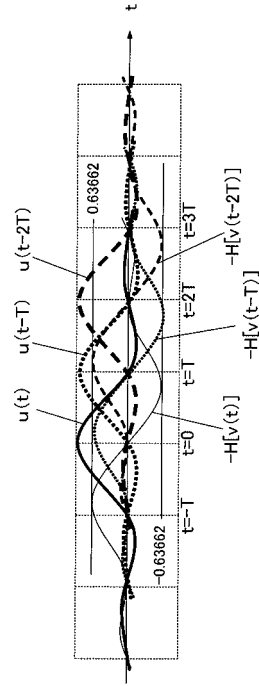
【 図 2 】



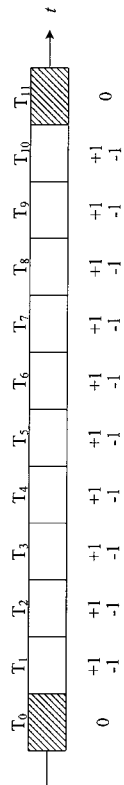
【 図 3 】



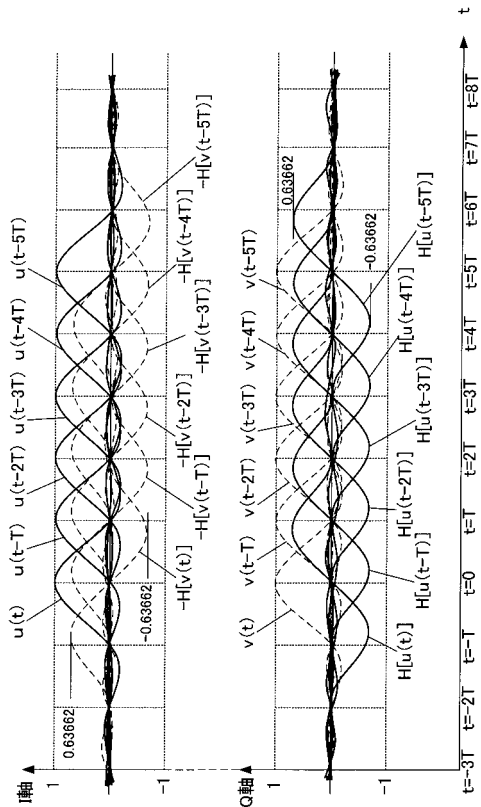
【 図 4 】



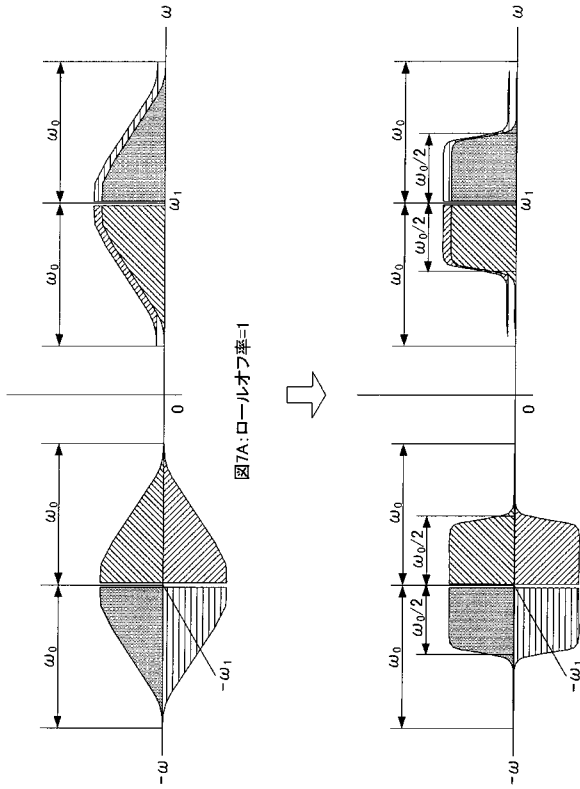
【 図 5 】



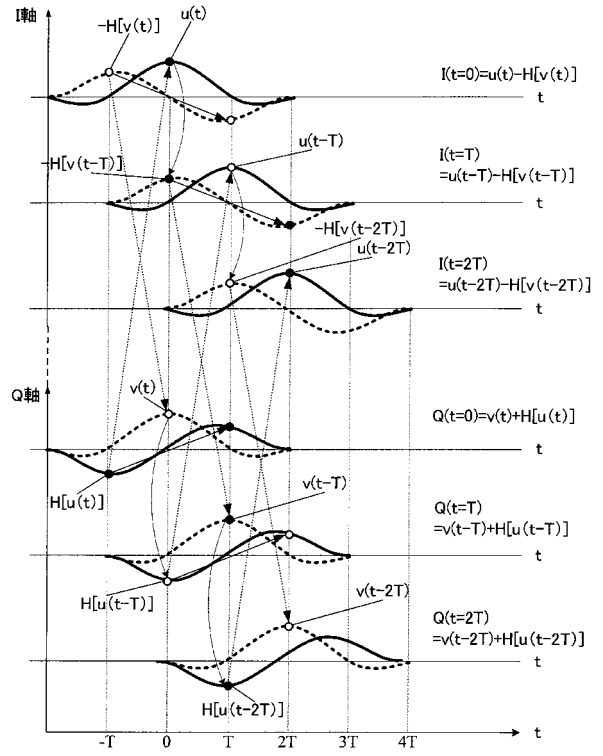
【 図 6 】



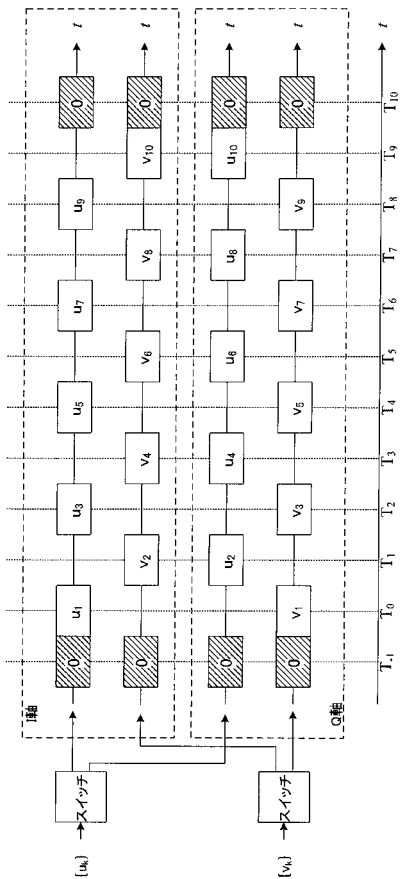
【 図 7 】



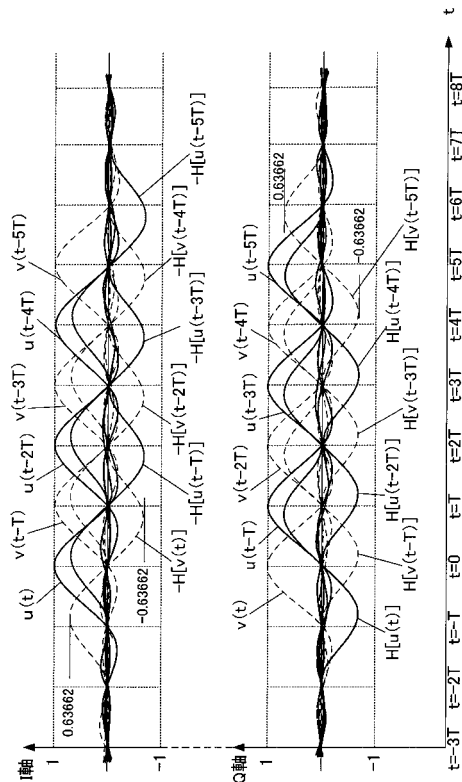
【 図 8 】



【 図 9 】



【 図 10 】



フロントページの続き

Fターム(参考) 5K004 AA08 JA09 JE03
5K060 CC04 FF04 HH01 HH11 KK03