(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号

特許第3655222号

(P3655222)

(45)発行日　平成17年6月2日(2005.6.2)　(24)登録日　平成17年3月11日(2005.3.11)

| (51)Int.Cl.[7] | F I | | |
|---|---|---|---|
| H04L 27/38 | H04L | 27/00 | G |
| H04B 1/30 | H04B | 1/30 | |
| H04L 27/22 | H04L | 27/22 | Z |

請求項の数 7　(全 66 頁)

| | |
|---|---|
| (21)出願番号 | 特願2001-238504(P2001-238504) |
| (22)出願日 | 平成13年8月6日(2001.8.6) |
| (62)分割の表示 | 特願平7-313159の分割 |
| 原出願日 | 平成7年11月30日(1995.11.30) |
| (65)公開番号 | 特開2002-111772(P2002-111772A) |
| (43)公開日 | 平成14年4月12日(2002.4.12) |
| 審査請求日 | 平成14年11月29日(2002.11.29) |
| (31)優先権主張番号 | 特願平6-297180 |
| (32)優先日 | 平成6年11月30日(1994.11.30) |
| (33)優先権主張国 | 日本国(JP) |
| (31)優先権主張番号 | 特願平7-66253 |
| (32)優先日 | 平成7年3月24日(1995.3.24) |
| (33)優先権主張国 | 日本国(JP) |
| (31)優先権主張番号 | 特願平7-278513 |
| (32)優先日 | 平成7年10月26日(1995.10.26) |
| (33)優先権主張国 | 日本国(JP) |

(73)特許権者　000005821
松下電器産業株式会社
大阪府門真市大字門真１００６番地
(74)代理人　100082692
弁理士　蔵合　正博
(72)発明者　太田　現一郎
神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目３番１号　松下通信工業株式会社内
(72)発明者　猪飼　和則
神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目３番１号　松下通信工業株式会社内

最終頁に続く

(54)【発明の名称】受信回路

(57)【特許請求の範囲】

【請求項１】

空中線から受信信号を受ける受信入力手段と、前記受信入力手段からの受信信号に対して周波数変換処理を行ない、位相の異なる２つの出力を得る直交復調器と、前記直交復調器からの一方の出力信号を入力してアナログ信号をディジタル信号に変換する第１および第２のＡ／Ｄ変換器と、前記第１および第２のＡ／Ｄ変換器に受信信号の持つ帯域幅に相当する周波数の２倍以上のクロックを発生する第１のサンプリングクロック発生器と、前記第１のサンプリングクロック発生器からのパルス列に第１の遅延パルス列を付加する第１の遅延回路と、前記第１のサンプリングクロック発生器からのパルス列と前記第１の遅延パルス列とを前記第１および第２のＡ／Ｄ変換器のサンプリングパルスとして提供する手段と、前記直交復調器からの他方の出力信号を入力してアナログ信号をディジタル信号に変換する第３および第４のＡ／Ｄ変換器と、前記第３および第４のＡ／Ｄ変換器に受信信号の持つ帯域幅に相当する周波数の２倍以上のクロックを発生する第２のサンプリングクロック発生器と、前記第２のサンプリングクロック発生器からのパルス列を遅延させて第２の遅延パルス列を生成する第２の遅延回路と、前記第２のサンプリングクロック発生器からのパルス列と前記第２の遅延パルス列とを前記第３および第４のＡ／Ｄ変換器のサンプリングパルスとして提供する手段と、前記第１乃至第４のＡ／Ｄ変換器のディジタル出力データから希望する受信チャネル信号の直交成分を抽出する手段とを備え、前記各遅延回路の遅延時間を、前記希望チャネル信号の周波数との関係でπ／２に相当する位相差の遅延時間とすることを特徴とする受信回路。

【請求項２】
空中線から受信信号を受ける受信入力手段と、前記受信入力手段からの受信信号に対して周波数変換処理を行ない、位相の異なる２つの出力を得る直交復調器と、前記直交復調器からの一方の出力信号を入力してアナログ信号をディジタル信号に変換する第１および第２のＡ／Ｄ変換器と、前記第１および第２のＡ／Ｄ変換器に受信信号の持つ帯域幅に相当する周波数以上のクロックを発生する第１のサンプリングクロック発生器と、前記第１のサンプリングクロック発生器からのパルス列に第１の遅延パルス列を付加する第１の遅延回路と、前記第１のサンプリングクロック発生器からのパルス列と前記第１の遅延パルス列とを前記第１および第２のＡ／Ｄ変換器のサンプリングパルスとして提供する手段と、前記直交復調器からの他方の出力信号を入力してアナログ信号をディジタル信号に変換する第３および第４のＡ／Ｄ変換器と、前記第３および第４のＡ／Ｄ変換器に受信信号の持つ帯域幅に相当する周波数の２倍以上のクロックを発生する第２のサンプリングクロック発生器と、前記第２のサンプリングクロック発生器からのパルス列を遅延させて第２の遅延パルス列を生成する第２の遅延回路と、前記第２のサンプリングクロック発生器からのパルス列と前記第２の遅延パルス列とを前記第３および第４のＡ／Ｄ変換器のサンプリングパルスとして提供する手段と、前記第１乃至第４のＡ／Ｄ変換器のディジタル出力データから希望する受信チャネル信号の直交成分を抽出する手段とを備え、前記各遅延回路の遅延時間を、前記希望チャネル信号の周波数との関係でπに相当する位相差以外の遅延時間としたことを特徴とする受信回路。

【請求項３】
空中線から受信信号を受ける受信入力手段と、前記受信入力手段からの受信信号を入力してＡ／Ｄ変換を行なう第１のＡ／Ｄ変換器と、前記受信入力手段からの受信信号を移相器を介して前記第１のＡ／Ｄ変換器とは別系統の信号として入力してＡ／Ｄ変換する第２のＡ／Ｄ変換器と、前記第１および第２のＡ／Ｄ変換器に受信信号の持つ帯域幅に相当する周波数以上のクロックを発生し、前記クロックのパルス列に遅延パルス列を付加し、前記クロックのパルス列と前記遅延パルス列とを前記各Ａ／Ｄ変換器のサンプリングパルスとして提供する機能を有するサンプリング信号発生手段と、前記Ａ／Ｄ変換器のディジタル出力データから希望する受信チャネル信号を抽出する手段とを備え、前記遅延パルス列における遅延時間を、希望チャネル信号の周波数との関係でπ／２に相当する位相差時間としたことを特徴とする受信回路。

【請求項４】
前記遅延パルスを複数発生させる手段を備え、かつ前記遅延パルスの遅延時間を、特に希望チャネル信号の周波数との関係でπに相当する位相差以外の遅延時間としたことを特徴とする請求項３記載の受信回路。

【請求項５】
空中線から受信信号を受ける受信入力手段と、前記受信入力手段からの受信信号を入力してＡ／Ｄ変換を行なう単一のＡ／Ｄ変換器と、前記Ａ／Ｄ変換器に受信信号の持つ帯域幅に相当する周波数以上のクロックを発生し、前記クロックのパルス列に遅延パルス列を付加し、前記クロックのパルス列と前記遅延パルス列とを前記Ａ／Ｄ変換器のサンプリングパルスとして提供する機能を有するサンプリング信号発生手段と、前記Ａ／Ｄ変換器のディジタル出力データから希望する受信チャネル信号を抽出する手段とを備えたことを特徴とする受信回路。

【請求項６】
空中線から受信信号を受ける受信入力手段と、前記受信入力手段からの受信信号に対して周波数変換処理を行ない、位相の異なる２つの出力を得る直交復調器と、前記直交復調器からの一方の出力信号を入力してアナログ信号をディジタル信号に変換する第１のＡ／Ｄ変換器と、前記直交復調器からの他の出力信号を入力してアナログ信号をディジタル信号に変換する第２のＡ／Ｄ変換器と、前記第１および第２のＡ／Ｄ変換器に受信信号の持つ帯域幅に相当する周波数以上のクロックを供給するサンプリングクロック発生器と、前記サンプリングクロック発生器からのパルス列を遅延させて遅延パルス列を生成する遅延

回路と、前記サンプリングクロック発生器からのパルス列と前記遅延パルス列とを前記第１および第２のＡ／Ｄ変換器のサンプリングパルスとして共に提供する手段と、前記第１および第２のＡ／Ｄ変換器のディジタル出力データから希望する受信チャネル信号の直交成分を抽出する手段とを備え、前記遅延回路の遅延時間を、前記希望チャネル信号の周波数との関係でπ／２に相当する位相差の遅延時間とすることを特徴とする受信回路。

【請求項７】

空中線から受信信号を受ける受信入力手段と、前記受信入力手段からの受信信号に対して周波数変換処理を行ない、位相の異なる２つの出力を得る直交復調器と、前記直交復調器からの一方の出力信号を入力してアナログ信号をディジタル信号に変換する第１のＡ／Ｄ変換器と、前記直交復調器からの他の出力信号を入力してアナログ信号をディジタル信号に変換する第２のＡ／Ｄ変換器と、前記第１および第２のＡ／Ｄ変換器に受信信号の持つ帯域幅に相当する周波数以上のクロックを供給するサンプリングクロック発生器と、前記サンプリングクロック発生器からのパルス列を遅延させて遅延パルス列を生成する遅延回路と、前記サンプリングクロック発生器からのパルス列と前記遅延パルス列とを前記第１および第２のＡ／Ｄ変換器のサンプリングパルスとして共に提供する手段と、前記第１および第２のＡ／Ｄ変換器のディジタル出力データから希望する受信チャネル信号の直交成分を抽出する手段とを備え、前記遅延回路の遅延時間を、前記希望チャネル信号の周波数との関係でπに相当する位相差以外の遅延時間としたことを特徴とする受信回路。

【発明の詳細な説明】

【０００１】

【発明の属する技術分野】

本発明は、移動体通信機の受信回路、特に受信系の電力を低減し、回路構成を簡素化することができ、消費電力を低減することができる受信回路に関する。

【０００２】

【従来の技術】

移動通信機の受信回路のポイントのひとつは、高周波回路部分をいかに少なくし、高周波回路に内在する高電力消費要素および動作不安定要素と製造コストならびに占有する空間を少なくすることにある。このうち、高周波回路部分の低減には、従来、多重周波数変換や搬送周波数における直接復調方式が提案され、低い周波数帯へ直接の変換やベースバンド帯域への直接復調が図られてきた。そして、高周波回路部分を占有する機能が空中線を２系統必要とするスペース・ダイバーシティ機能である。

【０００３】

【発明が解決しようとする課題】

ここで、直接復調方式について考えると、搬送周波数に等しい信号を局部発振器で発生し、受信入力波と混合してベースバンド信号を取り出す方法が多数開発されているが、この方式では、受信信号周波数と等しい高周波信号を発生することから、受信機の空中線を通じて容易に空中へ放射される。このため、隣接する他の受信機に干渉を与え、通信を妨げる。したがって、この方式は、もっぱら単一周波数干渉に比較的強い周波数変調方式の通信に採用されている。

【０００４】

一方、近年普及の急速な無線携帯電話は、振幅移送変調の一つであるＰＳＫを用いており、単一周波数干渉は復調出力にオフセットを生じさせ、受信信号の誤り率の悪化を招くものである。すなわち、局部発振周波数には搬送周波数を選べないので、この種の通信方式での直接周波数変換あるいは直接復調を困難にしている。かかる技術的な課題を解決する方法としては、無線携帯電話の搬送波周波数をｆｃとし、オフセット周波数をｆｏとした場合、ｆｃ＋ｆｏとｆｃ－ｆｏを取得し、周波数オフセットを行なった相補型局部発振周波数を設けて周波数変換を行なう方法がある。この方法を実行するに当たって、ｆｃ＋ｆｏとｆｃ－ｆｏとを得るためにはｆｃとｆｏをミキサー(周波数混合器)で乗算すればよいが、このとき出力にはｆｃ＋ｆｏとｆｃ－ｆｏの信号が共存してしまう。すなわち、上記の処理を行なうにはそれぞれの周波数信号を独立に必要とするが、この要求には合わな

い。従来の装置では必然的にそれぞれの周波数に対応するフィルタを用いることになるが、希望信号の搬送波周波数は可変でありフィルタに可変特製を要求することになり実用にならない。という不具合があった。

【０００５】

本発明は、このような従来の問題を解決するものであり、主に複数のチャネルを有するディジタル変調方式の通信システムにおいて、受信系の電力を低減し、回路を簡素化し、消費電力を低減することのできる受信回路を提供することを目的とする。

本発明の別の目的は、上記のような通常の方法での問題を解決すべくｆｃ＋ｆｏとｆｃ－ｆｏとが得られるような受信回路を提供することである。

【０００６】

本発明は、より具体的には、受信システムの有するチャネルの間の谷間となる周波数を受信機の局部周波数として直接周波数変換を行なうとともに、その出力信号に生じる周波数オフセットおよび隣接チャネルの信号が混入するのを防止した受信回路を提供することを目的とする。

【０００７】

本発明は、さらに受信回路を構成する各機能部について構成上の見直しを行ないより電力消費量の大きな機能部についての削減或いは代替を図ることを目的とする。

【０００８】

【課題を解決するための手段】

本発明の請求項１に記載の発明は、空中線から受信信号を受ける受信入力手段と、前記受信入力手段からの受信信号に対して周波数変換処理を行ない、位相の異なる２つの出力を得る直交復調器と、前記直交復調器からの一方の出力信号を入力してアナログ信号をディジタル信号に変換する第１および第２のＡ／Ｄ変換器と、前記第１および第２のＡ／Ｄ変換器に受信信号の持つ帯域幅に相当する周波数の２倍以上のクロックを発生する第１のサンプリングクロック発生器と、前記第１のサンプリングクロック発生器からのパルス列に第１の遅延パルス列を付加する第１の遅延回路と、前記第１のサンプリングクロック発生器からのパルス列と前記第１の遅延パルス列とを前記第１および第２のＡ／Ｄ変換器のサンプリングパルスとして提供する手段と、前記直交復調器からの他方の出力信号を入力してアナログ信号をディジタル信号に変換する第３および第４のＡ／Ｄ変換器と、前記第３および第４のＡ／Ｄ変換器に受信信号の持つ帯域幅に相当する周波数の２倍以上のクロックを発生する第２のサンプリングクロック発生器と、前記第２のサンプリングクロック発生器からのパルス列を遅延させて第２の遅延パルス列を生成する第２の遅延回路と、前記第２のサンプリングクロック発生器からのパルス列と前記第２の遅延パルス列とを前記第３および第４のＡ／Ｄ変換器のサンプリングパルスとして提供する手段と、前記第１乃至第４のＡ／Ｄ変換器のディジタル出力データから希望する受信チャネル信号の直交成分を抽出する手段とを有し、前記各遅延回路の遅延時間を、前記希望チャネル信号の周波数との関係でπ／２に相当する位相差の遅延時間とすることを特徴とする受信回路としたものである。

【００１０】

本発明の請求項２に記載の発明は、空中線から受信信号を受ける受信入力手段と、前記受信入力手段からの受信信号に対して周波数変換処理を行ない、位相の異なる２つの出力を得る直交復調器と、前記直交復調器からの一方の出力信号を入力してアナログ信号をディジタル信号に変換する第１および第２のＡ／Ｄ変換器と、前記第１および第２のＡ／Ｄ変換器に受信信号の持つ帯域幅に相当する周波数以上のクロックを発生する第１のサンプリングクロック発生器と、前記第１のサンプリングクロック発生器からのパルス列に第１の遅延パルス列を付加する第１の遅延回路と、前記第１のサンプリングクロック発生器からのパルス列と前記第１の遅延パルス列とを前記第１および第２のＡ／Ｄ変換器のサンプリングパルスとして提供する手段と、前記直交復調器からの他方の出力信号を入力してアナログ信号をディジタル信号に変換する第３および第４のＡ／Ｄ変換器と、前記第３および第４のＡ／Ｄ変換器に受信信号の持つ帯域幅に相当する周波数の２倍以上のクロックを発

生する第２のサンプリングクロック発生器と、前記第２のサンプリングクロック発生器からのパルス列を遅延させて第２の遅延パルス列を生成する第２の遅延回路と、前記第２のサンプリングクロック発生器からのパルス列と前記第２の遅延パルス列とを前記第３および第４のＡ／Ｄ変換器のサンプリングパルスとして提供する手段と、前記第１乃至第４のＡ／Ｄ変換器のディジタル出力データから希望する受信チャネル信号の直交成分を抽出する手段とを備え、前記各遅延回路の遅延時間を、前記希望チャネル信号の周波数との関係でπに相当する位相差以外の遅延時間としたことを特徴とする受信回路としたものである。

【００１１】

本発明の請求項３に記載の発明は、空中線から受信信号を受ける受信入力手段と、前記受信入力手段からの受信信号を入力してＡ／Ｄ変換を行なう第１のＡ／Ｄ変換器と、前記受信入力手段からの受信信号を移相器を介して前記第１のＡ／Ｄ変換器とは別系統の信号として入力してＡ／Ｄ変換する第２のＡ／Ｄ変換器と、前記第１および第２のＡ／Ｄ変換器に受信信号の持つ帯域幅に相当する周波数以上のクロックを発生し、前記クロックのパルス列に遅延パルス列を付加し、前記クロックのパルス列と前記遅延パルス列とを前記各Ａ／Ｄ変換器のサンプリングパルスとして提供する機能を有するサンプリング信号発生手段と、前記Ａ／Ｄ変換器のディジタル出力データから希望する受信チャネル信号を抽出する手段とを備え、前記遅延パルス列における遅延時間を、希望チャネル信号の周波数との関係でπ／２に相当する位相差時間としたことを特徴とする受信回路としたものである。

【００１３】

本発明の請求項４に記載の発明は、請求項３記載の受信回路において、前記遅延パルスを複数発生させる手段を設け、かつ前記遅延パルスの遅延時間を、特に希望チャネル信号の周波数との関係でπに相当する位相差以外の遅延時間としたことを特徴とするものである。

【００１４】

本発明の請求項５に記載の発明は、空中線から受信信号を受ける受信入力手段と、前記受信入力手段からの受信信号を入力してＡ／Ｄ変換を行なう単一のＡ／Ｄ変換器と、前記Ａ／Ｄ変換器に受信信号の持つ帯域幅に相当する周波数以上のクロックを発生し、前記クロックのパルス列に遅延パルス列を付加し、前記クロックのパルス列と前記遅延パルス列とを前記Ａ／Ｄ変換器のサンプリングパルスとして提供する機能を有するサンプリング信号発生手段と、前記Ａ／Ｄ変換器のディジタル出力データから希望する受信チャネル信号を抽出する手段とを備えたことを特徴とする受信回路としたものである。

【００１５】

本発明の請求項６に記載の発明は、空中線から受信信号を受ける受信入力手段と、前記受信入力手段からの受信信号に対して周波数変換処理を行ない、位相の異なる２つの出力を得る直交復調器と、前記直交復調器からの一方の出力信号を入力してアナログ信号をディジタル信号に変換する第１のＡ／Ｄ変換器と、前記直交復調器からの他の出力信号を入力してアナログ信号をディジタル信号に変換する第２のＡ／Ｄ変換器と、前記第１および第２のＡ／Ｄ変換器に受信信号の持つ帯域幅に相当する周波数以上のクロックを供給するサンプリングクロック発生器と、前記サンプリングクロック発生器からのパルス列を遅延させて遅延パルス列を生成する遅延回路と、前記サンプリングクロック発生器からのパルス列と前記遅延パルス列とを前記第１および第２のＡ／Ｄ変換器のサンプリングパルスとして共に提供する手段と、前記第１および第２のＡ／Ｄ変換器のディジタル出力データから希望する受信チャネル信号の直交成分を抽出する手段とを有し、前記遅延回路の遅延時間を、前記希望チャネル信号の周波数との関係でπ／２に相当する位相差の遅延時間とすることを特徴とする受信回路としたものである。

【００１７】

本発明の請求項７に記載の発明は、空中線から受信信号を受ける受信入力手段と、前記受信入力手段からの受信信号に対して周波数変換処理を行ない、位相の異なる２つの出力を得る直交復調器と、前記直交復調器からの一方の出力信号を入力してアナログ信号をディ

ジタル信号に変換する第１のＡ／Ｄ変換器と、前記直交復調器からの他の出力信号を入力してアナログ信号をディジタル信号に変換する第２のＡ／Ｄ変換器と、前記第１および第２のＡ／Ｄ変換器に受信信号の持つ帯域幅に相当する周波数以上のクロックを供給するサンプリングクロック発生器と、前記サンプリングクロック発生器からのパルス列を遅延させて遅延パルス列を生成する遅延回路と、前記サンプリングクロック発生器からのパルス列と前記遅延パルス列とを前記第１および第２のＡ／Ｄ変換器のサンプリングパルスとして共に提供する手段と、前記第１および第２のＡ／Ｄ変換器のディジタル出力データから希望する受信チャネル信号の直交成分を抽出する手段とを備え、前記遅延回路の遅延時間を、前記希望チャネル信号の周波数との関係でπに相当する位相差以外の遅延時間としたことを特徴とする受信回路としたものである。

【００１８】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の実施の形態について説明するが、その前に、本発明の理論的根拠について説明する。まず、現在ディジタル変調方式の中で多用されている２値ＰＳＫすなわちＢＰＳＫを対象に説明する。

【００１９】

基底周波数すなわちベースバンドにおけるＢＰＳＫ信号ＳＢ は次のように表現できる。

ＳＢ ＝Ａcos （θｋ）

ただし、Ａは振幅、θｋはＢＰＳＫ情報を表す位相で、

θｋ＝０、π

このベースバンド信号を搬送角周波数ωＣ で変調した変調出力ＳＣ は次のように表現できる。

【数１】

$$S_C = S_B(\theta_k) \times a\cos\omega_c t + S_B\left(\theta_k - \frac{1}{2}\pi\right) \times a\cos\left(\omega_c t - \frac{1}{2}\pi\right)$$

$$A_C = a \times A,\ \theta_k = 0,\ \pi$$

$$= A_C\cos(\omega_c t + \theta_k)$$

この変調信号を受信し、周波数変換用局部周波数ωＣ で周波数変換すると、周波数変換出力ＳＲ は次のように表される。

【００２０】

【数２】

$$S_R = S_C \times b\cos\omega_c t$$

$$= \frac{A_C \cdot b}{2}\left[\cos\{2\omega_c t + \theta_k\} + \cos\{\theta_k\}\right]$$

$$\frac{A_C \cdot b}{2} = A_R \quad \text{と置くと}$$

$$= A_R\left[\cos\{2\omega_c t + \theta_k\} + \cos\{\theta_k\}\right.$$

この周波数変換出力ＳＲ をローパスフィルタに通して高周波数成分２ωＣ を除去すると、その出力ＳＲＦは、次のようになり、２値ＰＳＫすなわちＢＰＳＫ信号が復調できる。

【００２１】

【数３】

$$S_{RF} = A_R \cos\{\theta k\} \qquad \theta k = 0,\ \pi$$

しかし、受信の周波数変換において局部発振周波数を搬送周波数と同一のωＣで行なったため、受信機からはこの局部発振周波数信号が空中に放射され、近接の他の受信機に妨害を与える。

【００２２】

本発明は、このような問題を解決するめに局部発振周波数を次のように設定する。図２０は本発明の局部発振周波数の設定の方法を示すものである。図２０において、Ａは希望するチャネルの帯域を示し、搬送周波数はωＣ である。Ｂは上側の隣接チャネルの帯域を示し、搬送周波数はωＣＵである。Ｃは下側の隣接チャネルの帯域を示し、搬送周波数はωＣＬである。各チャネルの搬送波の間の間隔はＢＰＳＫの基底周波数ωｂ の約４倍である。

【００２３】

各チャネルの帯域は搬送周波数を中心に±２ωｂ となる。したがって、各搬送周波数から基底周波数２ωｂ の量を離れた位置はどのチャネルから見ても谷間になり、この位置に線スペクトルの妨害波が存在してもいずれのチャネルにとっても妨害は少ない。すなわち、本発明はこの点に注目し、受信機の局部発振周波数を隣接チャネル搬送周波数との中間に設定することを課題解決のための主たる方法とした。

【００２４】

次に、このように受信機の局部発振周波数を設定した場合に、復調が従来同様に得られるよう、以降の回路をどのように構築すべきかという、本発明のもう一つのポイントについて再び数式を用いて説明する。

【００２５】

変調信号を受信し、受信機の周波数変換を行なうための局部発振周波数を前述の通りωＣ＋ωＯ に設定すると、周波数変換出力ＳＲ は次のようになる。

【００２６】

【数４】

$$S_R = S_C \times b\cos(\omega c + \omega o)\ t$$

$$= \frac{A_C \cdot b}{2}\cos\{\omega c\, t + \theta k\}\cos(\omega c + \omega o)\ t$$

$$\frac{A_C \cdot b}{2} = A_R \quad \text{と置くと}$$

$$= A_R\left[\cos\{2\omega c + \omega o)\ t + \theta k\} + \cos(-\omega o\, t + \theta k)\right]$$

この周波数変換出力ＳＲ をローパスフィルタに通して高周波成分２ωＣ を除去すると、その出力ＳＲＦは、

【００２７】

【数５】

$$S_{RF} = A_R\{\cos(-\omega o\, t + \theta k)\} \qquad \theta k = 0,\ \pi$$

となり、周波数ωＯ だけオフセットの掛かった２値ＰＳＫすなわちＢＰＳＫ信号が発生する。

【００２８】

次に局部発振周波数を希望チャネルの発送周波数からωＯ だけ低いωＣ －ωＯ に設定する。この場合の周波数変換出力ＳＬ は次のようになる。

【００２９】

【数６】

$$S_L = S_C \times b\cos(\omega c - \omega o)\ t$$

$$= \frac{A_C \cdot b}{2}\cos\{\omega c\, t + \theta k\}\cos(\omega c - \omega o)\ t$$

$$\frac{A_C \cdot b}{2} = A_R \quad \text{と置くと}$$

$$= A_R\left[\cos\{2\omega c - \omega o + \theta k\} + \cos\{\omega o\, t + \theta k\}\right]$$

この周波数変換出力ＳＬ をローパスフィルタに通して高周波成分２ωＣ を除去すると、その出力ＳＬＦは、

【００３０】

【数７】

$$S_{LF} = A_R\cos(\omega o\, t + \theta k) \qquad \theta k = 0,\ \pi$$

となり、ＳＲＦとは位相も等しいＢＰＳＫ信号が発生する。

【００３１】

ところで、受信の局部発振周波数が隣接チャネルからも等距離にあるため、復調される信号には隣接チャネルの成分も発生混入する。上側の隣接チャネルの信号は、搬送周波数をωＣｈで表すと、ωＣｈ＝ωＣ ＋２ωＯ であるから、前述の受信側の周波数変換は次のようになる。

【００３２】

まず、変調信号を受信し、受信機の周波数変換を行なうための局部発振周波数を前述のとうりωＣ ＋ωＯ に設定すると、周波数変換出力ＳＲｈは次のようになる。

【００３３】

【数８】

$$S_{Rh} = S_{Ch} \times b\cos(\omega c + \omega o)\ t$$

$$= \frac{A_{Ch} \cdot b}{2}\left[\cos\{\omega c\, t + 2\omega o\, t + \theta h\}\cos(\omega c + \omega o)\ t\right]$$

$$\frac{A_{Ch} \cdot b}{2} = A_{Rh} \quad \text{と置くと}$$

$$= A_{Rh}\left[\cos\{(2\omega c + 3\omega o)\ t + \theta h\} + \cos\{\omega o\, t + \theta h\}\right]$$

この周波数変換出力ＳＲｈをローパスフィルタに通して高周波成分２ωＣ を除去すると、その出力ＳＲＦｈ は、

【００３４】

【数９】

$$S_{RFh} = A_{Rh}\cos(\omega_o t + \theta_h)$$

$$\theta_h = 0、\ \pi$$

となり、希望チャネルと同一の帯域に存在するＢＰＳＫ信号が発生する。

【００３５】

他方、下側の隣接チャネルの信号は、搬送周波数をωＣｌで表すと、ωＣｌ＝ωＣ －２ωＯ であるから、前述の受信側の周波数変換は次のようになる。

【００３６】

まず、受信機の局部発振周波数は、前述のとおりωＣ ＋ωＯ に設定すると、周波数変換出力ＳＲｌは次のようになる。

【００３７】

【数１０】

$$S_{Rl} = S_{Cl} \times b\cos(\omega_c + \omega_o)\ t$$

$$= \frac{A_{Cl} \cdot b}{2}\left[\cos\{(\omega_c - 2\omega_o)\ t + \theta_l\}\cos(\omega_c + \omega_o)\ t\right]$$

$$\frac{A_{Cl} \cdot b}{2} = A_{Rl} \text{ と置くと}$$

$$= A_{Rl}\left[\cos(2\omega_c t - \omega_o t + \theta_l) + \cos(-3\omega_o t + \theta_l)\right]$$

$$\theta_h = 0、\ \pi$$

この周波数変換出力ＳＲｌをローパスフィルタに通して高周波数成分２ωＣ を除去すると、その出力ＳＲＦｌ は、

【００３８】

【数１１】

$$S_{RFl} = A_{Rl}\left[\cos(3\omega_o t - \theta_l)\right]$$

となり、希望チャネルよりも３ωＯ 離れた周波数にＢＰＳＫ信号が発生する。

【００３９】

次に、局部発振数がωＣ －ωＯ である場合の隣接チャネルの周波数変換される状態について検証する。上側の隣接チャネルの信号は、搬送周波数をωＣｈで表すと、ωＣｈ＝ωＣ ＋２ωＯ であるから、局部発振周波数がωＣ －ωＯ である場合の周波数変換は次のようになる。

【００４０】

まず、変調信号を受信し、受信機の周波数変換を行なうための局部発振周波数を前述のとおりωＣ －ωＯ に設定すると、周波数変換出力ＳＬｈは次のようになる。

【００４１】

【数１２】

$$S_{Lh}=S_{Ch}\times b\cos(\omega c-\omega o)\ t$$

$$=\frac{A_{Ch}\cdot b}{2}\left[\cos\{\omega c\,t+2\omega o\,t+\theta h\}\cos(\omega c-\omega o)\ t\right]$$

$$\frac{A_{Ch}\cdot b}{2}=A_{Rh}\ \text{と置くと}$$

$$=A_{Rh}\left[\cos\{(2\omega c+\omega o)\ t+\theta h\}+\cos\{3\omega o\,t+\theta h\}\right]$$

この周波数変換出力ＳＬｈをローパスフィルタに通して高周波数成分２ωＣ を除去すると、その出力ＳＬＦｌ は、次のようになる。

【００４２】

【数１３】

$$S_{LFh}=A_{Rh}\left[\cos(3\omega o\,t+\theta h)\right]$$

$$\theta h=0,\ \pi$$

【００４３】

他方、下側の隣接チャネルの信号は、搬送周波数をωＣｌで表すと、ωＣｌ＝ωＣ －２ωＯ であるから、前述の受信側の周波数変換は次のようになる。

【００４４】

まず、受信機の局部発振周波数は前述のとおりωＣ －ωＯ に設定すると、周波数変換出力ＳＬｌは次のようになる。

【００４５】

【数１４】

$$S_{Ll}=S_{Cl}\times b\cos(\omega c-\omega o)\ t$$

$$=\frac{A_{Cl}\cdot b}{2}\left[\cos\{(\omega c-2\omega o)\ t+\theta l\}\cos(\omega c-\omega o)\ t\right]$$

$$\frac{A_{Cl}\cdot b}{2}=A_{Rl}\ \text{と置くと}$$

$$=A_{Ll}\left[\cos\{(2\omega c-3\omega o)\ t+\theta l)\}+\cos(-\omega o\,t+\theta l)\right]$$

$$\theta h=0,\ \pi$$

この周波数変換出力ＳＬｌをローパスフィルタに通して高周波数成分２ωＣ を除去すると、その出力ＳＬＦｌ は、

【００４６】

【数１５】

$$S_{LFl} = A_{Rl}\cos(\omega_o t - \theta_l)$$

となり、希望チャネルと同一の周波数にＢＰＳＫ信号が発生する。

【００４７】

以上からまとめると、局部周波数を上側にωＯ だけシフトした場合の出力は以下の３種である。

【００４８】

【数１６】

$$S_{RF} = A_R\cos(-\omega_o t + \theta_k) \quad \text{——— 希望チャネル}$$

$$S_{RFh} = A_{Rh}\cos(\omega_o t + \theta_h) \quad \text{——— 上側チャネル}$$

$$S_{RFl} = A_{Rl}\cos(3\omega_o t - \theta_l) \quad \text{——— 下側チャネル}$$

局部周波数を下側にωＯ だけシフトした場合の出力は以下の３種である。

【００４９】

【数１７】

$$S_{LF} = A_R\cos(\omega_o t + \theta_k) \quad \text{——— 希望チャネル}$$

$$S_{LFh} = A_{Rh}\cos(3\omega_o t + \theta_h) \quad \text{——— 上側チャネル}$$

$$S_{LFl} = A_{Rl}\cos(\omega_o t - \theta_l) \quad \text{——— 下側チャネル}$$

【００５０】

この両グループに共通な成分は希望チャネルだけである。したがって、双方を２入力として加算器に供給すれば、その出力には希望チャネルのみが取り出せることになる。また、その出力は、ωＯ だけ周波数オフセットが掛かっているが、これは簡単な周波数オフセット回路で除去することができる。

【００５１】

本発明は、このような原理を以下に示す実施の形態により実現したものである。

【００５２】

（実施の８態１）

図１は本発明の第１の実施の形態の構成を示すものである。図１において、１は受信信号を受ける空中線、２および３は受信信号を入力とする第１および第２の周波数変換回路、４は受信信号が有する無線搬送波周波数と隣接する上下のチャネルの持つ無線搬送波周波数との中間の周波数を発生するとともに、上下の２波の周波数のうち上側周波数を第１の周波数変換回路２の変換用周波数入力として供給し、下側周波数を第２の周波数変換回路３の変換用周波数入力として供給する局部周波数信号発生回路、５は第１の周波数変換回路２の出力と第２の周波数変換回路３の出力の双方に共通に存在する成分を抽出する共通波抽出回路、６は共通波抽出回路５の出力に残存する周波数オフセット分を除去する周波

数オフセット回路、７は微小な周波数変換を行なってオフセット量を周波数オフセット回路６に供給するオフセット周波数発生回路、８は周波数オフセット回路６の出力に残存する不要周波数成分を除去するフィルタである。

【００５３】

次に上記第１の実施の形態の動作について説明する。前記した数式に従えば、空中線１から得られる受信信号は、第１の周波数変換回路２および第２の周波数変換回路３に供給され、局部周波数信号発生回路４から２つの異なるすなわちチャネル間の中央値に匹敵する上下の周波数を第１の周波数変換回路２および第２の周波数変換回路３に別個に供給することにより、希望チャネルおよび上側チャネルと下側チャネルの３つの信号についてそれぞれ２つの出力信号が生み出される。数式展開に従えば、第１の周波数変換回路２および第２の周波数変換回路３に共通に存在する信号成分は、希望チャネルの信号だけであり、平衡成分を抽出する共通波抽出回路５に供給することにより、希望波を主とする平衡成分が得られる。共通波抽出回路５の出力には、ωＯ なる周波数オフセットが残留しているので、オフセット周波数発生回路７において微小な周波数変換を行ない、オフセット量を周波数オフセット回路６において除去する。さらにこの過程で発生した不要周波数成分をフィルタ８で除去した後、ベースバンド信号としてベースバンド信号処理部に供給する。

【００５４】

（実施の形態２）

図２は本発明の第２の実施の形態の構成を示すものである。図２において、１は受信信号を受ける空中線、２および３は受信信号を入力とする第１および第２の周波数変換回路、４は受信信号が有する無線搬送波周波数と隣接する上下のチャネルの持つ無線搬送波周波数との中間の周波数を発生するとともに、上下の２波の周波数のうち上側周波数を第１の周波数変換回路２の変換用周波数入力として供給し、下側周波数を第２の周波数変換回路３の変換用周波数入力として供給する局部周波数信号発生回路、６Ａは第１の周波数変換回路２の出力に含まれている周波数オフセット分を除去する第１の周波数オフセット回路、６Ｂは第２の周波数変換回路３の出力に含まれている周波数オフセットを除去する第２の周波数オフセット回路、７Ａは微小な周波数変換を行なってオフセット量を各周波数オフセット回路６Ａ、６Ｂに供給するオフセット周波数発生回路、５Ａは第１の周波数オフセット回路６Ａと第２の周波数オフセット回路６Ｂの出力の双方に共通に存在する成分を抽出する共通波抽出回路、８Ａは共通波抽出回路５Ａの出力に残存する不要周波数成分を除去するフィルタである。

【００５５】

次に、上記第２の実施の形態の動作について説明する。本実施の形態は、上記第１の実施の形態における共通波抽出を行なう過程と周波数オフセットを行なう過程とを置換したものである。すなわち、周波数オフセットを行なう過程を先行することにより、希望チャネルの信号はそのままベースバンド信号となり、より安定な抽出作業が期待できる。

【００５６】

以下、周波数オフセットを先行した場合の妥当性について説明する。局部周波数を上側にωＯ だけシフトした信号群に対する周波数オフセットは、ωＯ だけ除去するシフトを行なうことになり、出力は以下の３種となる。

【００５７】

【数１８】

$$S_{RF} = A_R \cos(2\omega_o t - \theta_k) \quad \text{——— 希望チャネル}$$

$$S_{RFh} = A_{Rh} \cos(\theta_h) \quad \text{——— 上側チャネル}$$

$$S_{RFl} = A_{Rl} \cos(4\omega_o t - \theta_l) \quad \text{——— 下側チャネル}$$

【００５８】
また、局部周波数を下側にωＯ だけシフトした信号群に対する周波数オフセットは、ωＯ だけ除去するシフトを行なうことになり、出力は以下の３種となる。
【００５９】
【数１９】

$$S_{LF} = A_R \cos(2\omega_o t + \theta_k) \quad \text{——— 希望チャネル}$$

$$S_{LFh} = A_{Rh} \cos(4\omega_o t + \theta_h) \quad \text{——— 上側チャネル}$$

$$S_{LFl} = A_{Rl} \cos(\theta_l) \quad \text{——— 下側チャネル}$$

この両グループに共通な成分は、やはり希望チャネルだけである。したがって、双方を２入力として加算器に供給すれば、その出力には希望チャネルのみのＢＰＳＫ信号が取り出せる。
【００６０】
（実施の形態３）
図３は本発明の第３の実施の形態の構成を示すものである。図３において、１は受信信号を受ける空中線、２および３は受信信号を入力とする第１および第２の周波数変換回路、４は受信信号が有する無線搬送波周波数と隣接する上下のチャネルの持つ無線搬送波周波数との中間の周波数を発生するとともに、上下の２波の周波数のうち上側周波数を第１の周波数変換回路２の変換用周波数入力として供給し、下側周波数を第２の周波数変換回路３の変換用周波数入力として供給する局部周波数信号発生回路、９Ａは第１の周波数変換回路２の出力を波形整形する第１のバンドパスフィルタ、１０Ａは第１のバンドパスフィルタ９Ａの出力をディジタル信号に変換する第１のＡ／Ｄ変換器、９Ｂは第２の周波数変換回路３の出力を波形整形する第２のバンドパスフィルタ、１０Ｂは第２のバンドパスフィルタ９Ｂの出力をディジタル信号に変換する第２のＡ／Ｄ変換器、５Ｂは第１のＡ／Ｄ変換器１０Ａおよび第２のＡ／Ｄ変換器１０Ｂの出力の双方に共通に存在する成分を抽出する共通波抽出回路、６Ｃは共通波抽出回路５Ｂの出力に残存する周波数オフセット分を除去する周波数オフセット回路、７Ｂは微小な周波数変換を行なってオフセット量を周波数オフセット回路６Ｃに供給するオフセット周波数発生回路、８Ｂは周波数オフセット回路６Ｃの出力に残存する不要周波数成分を除去するフィルタである。
【００６１】
次に上記第３の実施の形態の動作について説明する。本実施の形態は、上記第１の実施の形態における２つの周波数変換回路２、３の出力をそれぞれＡ／Ｄ変換器１０Ａ、１０Ｂにより量子化し、ディジタル演算を用いて第１の実施の形態と等価の作用、すなわち共通波抽出と周波数オフセットおよびフィルタリングを行なうものである。共通波抽出とフィ

ルタリングは、ディジタルフィルタ技術を用い、周波数オフセットは、ディジタル直交変調を用いることで可能となる。

【００６２】

以下、本実施の形態の原理について、ディジタル変調方式の中で多用されている直交ＰＳＫすなわちＱＰＳＫあるいは４値ＱＡＭを対象に説明する。

【００６３】

基底周波数すなわちベースバンドにおけるＱＰＳＫ信号ＳＢ は次のように表現できる。

【００６４】

【数２０】

$$S_B = A\cos(\theta k) + j\,A\sin(\theta k)$$

ただし、ｊは実軸に直交する虚軸を表す虚数単位、Ａは振幅、θｋはＱＰＳＫ情報を表す位相で　$\theta k = (\pm\frac{1}{4}、\pm\frac{3}{4})\ \pi$

このベースバンド信号を搬送角周波数ωＣ で変調した変調出力ＳＣ は次のように表現できる。

【００６５】

【数２１】

$$S_C = S_B \times a\ (\cos\omega c\,t + j\sin\omega c\,t)$$

$$= A_C\{\cos(\omega c\,t + \theta k) + j\sin(\omega c\,t + \theta k)\}$$

ただし、$A_C = a \times \sqrt{2}\ A$　、　　$\theta k = (\pm\frac{1}{4}、\pm\frac{3}{4})\ \pi$

$$= \frac{A_C}{2}[\cos\{\omega c\,t + \theta k\}] + \frac{A_C}{2}[j\sin(\omega c\,t + \theta k)]$$

ここで、一般に実軸成分をＩ軸信号、虚軸成分をＱ軸信号と呼ぶ。この変調信号を受信し、周波数変換用局部周波数ωＣ で直交復調をすると、直交復調Ｉ軸出力ＳＩＲは次のように表現される。

【００６６】

【数２２】

$$S_{IR} = S_C \times b\cos\omega c\,t$$

$$= \frac{A_C \cdot b}{2\times 2}[\cos\{\omega c\,t + \theta k\}\cos\omega c\,t]$$

$$\frac{A_C \cdot b}{2} = A_R \quad \text{と置くと}$$

$$= A_R[\cos\{2\omega c\,t + \theta k\} + \cos\{\theta k\}]$$

この直交復調Ｉ軸出力ＳＩＲをローパスフィルタに通して高周波成分２ωＣ を除去すると、その出力ＳＩＲＦ は、

【００６７】

【数２３】

$$S_{IRF} = A_R \cos(\theta k) \qquad \theta k = (\pm\frac{1}{4}、\pm\frac{3}{4})\ \pi$$

となり、直交ＰＳＫすなわちＱＰＳＫ信号のＩ軸信号が復調できる。

【００６８】

しかし、前記説明と同様に、この場合も直交復調における局部発振周波数が搬送周波数と同一のωＣ であるため、受信機からはこの局部発振周波数信号が空中に放射され、近接の他の受信機に妨害を与える。したがって、受信機の局部発振周波数を前記説明と同様にωＣ ＋ωＯ に設定すると、直交復調のＩ軸出力ＳＩＲは次のようになる。

【００６９】

【数２４】

$$S_{IR} = S_C \times b\cos(\omega c + \omega o)\ t$$

$$= \frac{A_C \cdot b}{2}\ [\cos\{\omega c\, t + \theta k\}\cos(\omega c + \omega o)\ t]$$

$$\frac{A_C \cdot b}{2} = A_R \quad と置くと$$

$$= A_R\ [\cos\{(2\omega c + \omega o)\ t + \theta k\} + \cos(\omega o\, t + \theta k)]$$

この直交復調Ｉ軸出力ＳＩＲをローパスフィルタに通して高周波成分２ωＣ を除去すると、その出力ＳＩＲＦ は、

【００７０】

【数２５】

$$S_{IRF} = A_R\ [\cos(\omega o\, t + \theta k)]$$

となり、直交ＰＳＫすなわちＱＰＳＫ信号のＩ軸出力が得られる。

【００７１】

次に局部発振周波数を希望チャネルの搬送周波数からωＯ だけ低いωＣ －ωＯ に設定する。この場合の周波数変換出力ＳＩＬは次のようになる。

【００７２】

【数２６】

$$S_{IL} = S_C \times b\cos(\omega c - \omega o)\ t$$

$$= \frac{A_C \cdot b}{2}\ [\cos(\omega c\, t + \theta k)\cos(\omega c - \omega o)\ t]$$

$$\frac{A_C \cdot b}{2} = A_R \quad と置くと$$

$$= A_R\ [\cos\{2\omega c - \omega o\, t + \theta k\} + \cos\{-\omega o\, t + \theta k\}]$$

この直交復調Ｉ軸出力ＳＩＬをローパスフィルタに通して高周波成分２ωＣ を除去すると、その出力ＳＩＬＦ は、

【００７３】

【数２７】

$$S_{ILF} = A_R \cos\{-\omega_o t + \theta_k\}$$

$$\theta_k = \left(\pm\frac{1}{4}, \pm\frac{3}{4}\right)\pi$$

となる。この直交復調Ｉ軸出力ＳＩＲｈ をローパスフィルタに通して高周波成分２ωＣを除去すると出力ＳＩＲＦｈを得る。

【００７４】

ところで、受信の局部発振周波数から等距離にある隣接チャネルの復調される信号は、次のようになる。上側隣接チャネルの信号は、搬送周波数をωＣｈで表すと、ωＣｈ＝ωＣ ＋２ωＯ であるから、局部発振周波数がωＣ ＋ωＯ の場合は、直交復調Ｉ軸出力ＳＩＲｈ は次のようになる。

【００７５】

【数２８】

$$S_{IRh} = S_{Ch} \times b\cos(\omega_c + \omega_o)\, t$$

$$= \frac{A_{Ch} \cdot b}{2}\left[\cos\{\omega_c t + 2\omega_o t + \theta_h\}\cos(\omega_c + \omega_o)\, t\right]$$

$$\frac{A_{Ch} \cdot b}{2} = A_{Rh} \text{と置くと}$$

$$S_{IRh} = A_{Rh}\left[\cos\{(2\omega_c + 3\omega_o)\, t + \theta_h\} + \cos\{\omega_o t + \theta_h\}\right]$$

この直交復調Ｉ軸出力ＳＩＲｈ をローパスフィルタに通して高周波成分２ωＣ を除去すると、その出力ＳＩＲＦｈは、

【００７６】

【数２９】

$$S_{IRFh} = A_{Rh}\left[\cos(\omega_o t + \theta_h)\right]$$

$$\theta_h = \left(\pm\frac{1}{4}, \pm\frac{3}{4}\right)\pi$$

となり、希望チャネルと同一の帯域に存在する直交ＰＳＫすなわちＱＰＳＫ信号が発生する。

【００７７】

他方、下側の隣接チャネルの信号は、搬送周波数をωＣｌで表すと、ωＣｌ＝ωＣ －２ωＯ であるから、局部発振周波数を前述のとおりωＣ ＋ωＯ に設定した場合、受信側直交復調Ｉ軸出力ＳＩＲｌ は次のようになる。

【００７８】

【数３０】

$$S_{IR1}=S_{C1}\times b\cos(\omega c+\omega o)\ t$$

$$=\frac{A_{C1}\cdot b}{2}\left[\cos\{(\omega c-2\omega o)\ t+\theta 1\}\cos(\omega c+\omega o)\ t\right]$$

$$\frac{A_{C1}\cdot b}{2}=A_{R1}\quad \text{と置くと}$$

$$=A_{R1}\left[\cos(2\omega c\,t-\omega o\,t+\theta 1)+\cos(-\omega o\,t+\theta 1)\right]$$

この直交復調Ｉ軸出力ＳＩＲ１ をローパスフィルタに通して高周波成分２ωＣ を除去すると、その出力ＳＩＲＦ１は、

【００７９】

【数３１】

$$S_{IRF1}=A_{R1}\left[\cos(-\omega o\,t+\theta 1)\right]$$

$$\theta 1=(\pm\frac{1}{4}\ 、\pm\frac{3}{4})\ \pi$$

となり、希望チャネルと同じ周波数に直交ＰＳＫすなわちＱＰＳＫ信号が発生する。

【００８０】

次に受信機の局部発振周波数を前述のとおりωＣ ＋ωＯ とし、その位相をπ／２だけ遅らせると、直交復調Ｑ軸出力ＳＱＲは次のように得られる。

【００８１】

【数３２】

$$S_{QR}=S_{C}\times b\sin(\omega c+\omega o)\ t$$

$$=\frac{A_{C}\cdot b}{2}\left[\cos(\omega c\,t+\theta k)\sin(\omega c+\omega o)\ t\right]$$

$$\frac{A_{C}\cdot b}{2}=A_{R}\quad \text{と置くと}$$

$$=A_{R}\left[\sin\{(2\omega c+\omega o)\ t+\theta k\}+\sin(-\omega o\,t+\theta k)\right]$$

この直交復調Ｑ軸出力ＳＱＲをローパスフィルタに通して高周波成分２ωＣ を除去すると、その出力ＳＱＲＦ は、

【００８２】

【数３３】

$$S_{QRF}=A_{R}\sin(-\omega o\,t+\theta k)$$

となり、直交ＰＳＫすなわちＱＰＳＫ信号のＱ軸出力が得られる。

【００８３】

次に局部発振周波数を希望チャネルの搬送周波数からωＯ だけ低いωＣ －ωＯ に設定

した場合の位相をπ／２を遅らせた場合を考える。この場合の直交復調Ｑ軸出力ＳＱＬは次のようになる。

【００８４】

【数３４】

$$S_{QL}=S_C\times b\sin(\omega c-\omega o)\ t$$

$$=\frac{A_C\cdot b}{2}\left[\cos\{\omega c\ t+\theta k\}\sin(\omega c-\omega o)\ t\right]$$

$$\frac{A_C\cdot b}{2}=A_R \text{ と置くと}$$

$$S_{QL}=A_R\left[\sin\{(2\omega c+\omega o)\ t+\theta k\}+\sin(\omega o\ t+\theta k)\right]$$

この直交復調Ｑ軸出力ＳＱＬをローパスフィルタに通して高周波成分２ωＣ を除去すると、その出力ＳＱＬＦ は、

【００８５】

【数３５】

$$S_{QLF}=A_R\sin(\omega o\ t+\theta k)$$

$$\theta k=\left(\pm\frac{1}{4},\pm\frac{3}{4}\right)\pi$$

となり、ＳＱＲＦ とは極性の異なる直交ＰＳＫ信号Ｑ軸出力が得られる。

【００８６】

次に直交復調Ｑ軸出力について隣接チャネルに対して解析する。上側の隣接チャネルの信号は、搬送周波数をωＣｈで表すと、ωＣｈ＝ωＣ ＋２ωＯ であるから、局部発振周波数をωＣ ＋ωＯ に設定した場合には、上側チャネルの直交復調Ｑ軸出力ＳＱＲｈ は次のようになる。

【００８７】

【数３６】

$$S_{QRh}=S_{Ch}\times b\sin(\omega c+\omega o)\ t$$

$$=\frac{A_{Ch}\cdot b}{2}\left[\cos\{\omega c\ t+2\omega o\ t+\theta h\}\sin(\omega c+\omega o)\ t\right]$$

$$\frac{A_{Ch}\cdot b}{2}=A_{Rh} \text{ と置くと}$$

$$=A_{Rh}\left[\sin\{(2\omega c+3\omega o)\ t+\theta h\}+\sin\{\omega o\ t+\theta h\}\right]$$

この周波数変換出力ＳＱＲｈ をローパスフィルタに通して高周波成分２ωＣ を除去すると、その出力ＳＱＬＦｈは、

【００８８】

【数３７】

$$S_{QRFh} = A_{Rh}\ [\sin(\omega_o t + \theta h)]$$

$$\theta h = (\pm\frac{1}{4}、\pm\frac{3}{4})\ \pi$$

となり、希望チャネルと同一の帯域に存在する直交ＰＳＫすなわちＱＰＳＫ信号Ｑ軸出力が発生する。

【００８９】

同様に、下側の隣接チャネルの信号について行なう。搬送周波数ωＣｌは、ωＣｌ＝ωＣ－２ωＯ であるから、極部発振周波数ωＣ ＋ωＯ における直交復調Ｑ軸出力ＳＱＲｌは次のようになる。

【００９０】

【数３８】

$$S_{QRl} = S_{Cl} \times b\sin(\omega c + \omega o)\ t$$

$$= \frac{A_{Cl} \cdot b}{2}\ [\cos\{(\omega c - 2\omega o)\ t + \theta l\}\sin(\omega c + \omega o)\ t]$$

$$\frac{A_{Cl} \cdot b}{2} = A_{Rl} と置くと$$

$$= A_{Rl}\ [\sin(2\omega c t - \omega o t + \theta l) + \sin(-3\omega o t + \theta l)]$$

この直交復調Ｑ軸出力ＳＱＲｌ をローパスフィルタに通して高周波成分２ωＣ を除去すると、その出力ＳＱＲＦｌは、

【００９１】

【数３９】

$$S_{QRFl} = A_{Rl}\ [\sin(-3\omega o t + \theta l)]$$

$$\theta l = (\pm\frac{1}{4}、\pm\frac{3}{4})\ \pi$$

となり、希望チャネルよりも３ωＯ 離れた周波数に直交ＰＳＫすなわちＱＰＳＫ信号Ｑ軸出力が発生する。

【００９２】

次に局部発振周波数をωＣ －ωＯ とした場合の隣接チャネルの直交復調Ｑ軸出力ＳＱＲは次のようになる。上側の隣接チャネルの信号の搬送周波数ωＣｈは、ωＣｈ＝ωＣ ＋２ωＯ であるから、局部発振周波数をωＣ －ωＯ における直交復調Ｑ軸出力ＳＱＲｈは次のようになる。

【００９３】

【数４０】

$$S_{QRh}=S_{Ch}\times b\sin(\omega c-\omega o)\ t$$

$$=\frac{A_{Ch}\cdot b}{2}\left[\cos\{\omega c\ t+2\omega o\ t+\theta h\}\sin(\omega c-\omega o)\ t\right]$$

$$\frac{A_{Ch}\cdot b}{2}=A_{Rh}\text{と置くと}$$

$$S_{QRh}=A_{Rh}\left[\sin\{(2\omega c+\omega o)\ t+\theta h\}+\sin(3\omega o\ t+\theta h)\right]$$

この直交復調Ｑ軸出力ＳＱＲｈ をローパスフィルタに通して高周波成分２ωＣ を除去すると、その出力ＳＱＲＦｈは、

【００９４】

【数４１】

$$S_{QRFh}=A_{QRh}\left[\sin(3\omega o\ t+\theta h)\right]$$

$$\theta h=\left(\pm\frac{1}{4}\ 、\pm\frac{3}{4}\right)\pi$$

となり、希望チャネルよりも３ωＯ 離れた帯域に存在する直交ＰＳＫすなわちＱＰＳＫ信号Ｑ軸出力が発生する。

【００９５】

同様に、下側の隣接チャネルの信号について行なう。搬送周波数ωＣｌは、ωＣｌ＝ωＣ －２ωＯ である。受信機の局部発振周波数はωＣ －ωＯ であり、直交復調Ｑ軸出力ＳＱＲｌ は次のようになる。

【００９６】

【数４２】

$$S_{QRl}=S_{Cl}\times b\sin(\omega c-\omega o)\ t$$

$$=\frac{A_{Cl}\cdot b}{2}\left[\cos\{(\omega c-2\omega o)\ t+\theta l\}\sin(\omega c-\omega o)\ t\right]$$

$$\frac{A_{Cl}\cdot b}{2}=A_{Rl}\text{と置くと}$$

$$=A_{Rl}\left[\sin\{(2\omega c-3\omega o)\ t+\theta l\}+\sin\{-\omega o\ t+\theta l\}\right]$$

この直交復調Ｑ軸出力ＳＱＲｌ をローパスフィルタに通して高周波成分２ωＣ を除去すると、その出力ＳＱＲＦｌは、

【００９７】

【数４３】

$$S_{QRFl}=A_{Rl}\left[\sin(-\omega o\ t+\theta l)\right]$$

$$\theta l=\left(\pm\frac{1}{4}\ 、\pm\frac{3}{4}\right)\pi$$

となり、希望チャネルと同一の周波数に直交ＰＳＫすなわちＱＰＳＫ信号Ｑ軸出力が発生する。

【００９８】

以上をまとめると、以下のようになる。

【数４４】

Ｉ軸（）直交復調出力

上側局部周波数の場合の出力

$$S_{IRF} = A_R \left[\cos\left(-\omega_0 t + \theta_k\right)\right] \quad \text{希望チャネル}$$

$$S_{IRFh} = A_{Rh} \left[\cos\left(\omega_0 t + \theta_h\right)\right] \quad \text{上側チャネル}$$

$$S_{IRFl} = A_{Rl} \left[\cos\left(-3\omega_0 t + \theta_l\right)\right] \quad \text{下側チャネル}$$

下側局部周波数の場合の出力

$$S_{ILF} = A_R \left[\cos\left(\omega_0 t + \theta_k\right)\right] \quad \text{希望チャネル}$$

$$S_{ILFh} = A_{Rh} \left[\cos\left(3\omega_0 t + \theta_h\right)\right] \quad \text{上側チャネル}$$

$$S_{ILFl} = A_{Rl} \left[\cos\left(-\omega_0 t + \theta_l\right)\right] \quad \text{下側チャネル}$$

【００９９】

【数４５】

Q軸の直交復調出力

上側局部周波数の場合の出力

$$S_{QRF} = A_R \{\sin(-\omega_0 t + \theta_k)\}$$ 希望チャネル

$$S_{QRFh} = A_{Rh} \{\sin(\omega_0 t + \theta_h)\}$$ 上側チャネル

$$S_{QLFh} = A_{Rh} \{\sin(-3\omega_0 t + \theta_h)\}$$ 下側チャネル

下側局部周波数の場合の出力

$$S_{QLF} = A_R \{\sin(\omega_0 t + \theta_k)\}$$ 希望チャネル

$$S_{QRFl} = A_{Rl} \{\sin(3\omega_0 t + \theta_l)\}$$ 上側チャネル

$$S_{QLFl} = A_{Rl} \{\sin(-\omega_0 t + \theta_l)\}$$ 下側チャネル

【０１００】
上記式からは、前述したように、Ｉ軸側は２つの直交復調回路出力に希望チャネルが共通に含まれていることが分かる。また、Ｑ軸側は２つの直交復調回路出力に逆位相で希望チャネルが共通に含まれていることが分かる。本発明の第３の実施の形態は、この原理に基づいて実現されている。
【０１０１】
（実施の形態４）
図４は本発明の第４の実施の形態の構成を示すものである。図４において、１は受信信号を受ける空中線、２および３は受信信号を入力とする第１および第２の周波数変換回路、４は受信信号が有する無線搬送波周波数と隣接する上下のチャネルの持つ無線搬送波周波数との中間の周波数を発生するとともに、上下の２波の周波数のうち上側周波数を第１の周波数変換回路２の変換用周波数入力として供給し、下側周波数を第２の周波数変換回路３の変換用周波数入力として供給する局部周波数信号発生回路、９Ａは第１の周波数変換回路２の出力を波形整形する第１のバンドパスフィルタ、１０Ａは第１のバンドパスフィルタ９Ａの出力をディジタル信号に変換する第１のＡ／Ｄ変換器、９Ｂは第２の周波数変換回路３の出力を波形整形する第２のバンドパスフィルタ、１０Ｂは第２のバンドパスフィルタ９Ｂの出力をディジタル信号に変換する第２のＡ／Ｄ変換器、６Ｄは第１のＡ／Ｄ変換器１０Ａの出力に含まれている周波数オフセット分を除去する第１の周波数オフセット回路、６Ｅは第２のＡ／Ｄ変換器１０Ｂの出力に含まれている周波数オフセットを除去する第２の周波数オフセット回路、７Ｃは微小な周波数変換を行なってオフセット量を各周波数オフセット回路６Ｄ、６Ｅに供給するオフセット周波数発生回路、５Ｃは第１の周波数オフセット回路６Ｄと第２の周波数オフセット回路６Ｅの出力の双方に共通に存在する成分を抽出する共通波抽出回路、８Ｃは共通波抽出回路５Ｃの出力に残存する不要周波数成分を除去するフィルタである。
【０１０２】
次に上記第４の実施の形態の動作について説明する。本実施の形態は、上記第３の実施の形態における共通波抽出を行なう過程と周波数オフセットを行なう過程とを置換したものである。すなわち、周波数オフセットを行なう過程を先行することにより、希望チャネル

の信号はそのままベース信号となり、より安定な抽出作業が期待できる。また、ディジタル化することにより、直交復調機能は高精度になり、集積化に適し、消費電力の低減につながる。

【０１０３】

（実施の形態５）

図５は本発明の第５の実施の形態の構成を示すものである。図５において、１は受信信号を受ける空中線、１１および１２は受信信号を入力とする第１および第２の直交復調回路、４Ａは受信信号が有する無線搬送波周波数と隣接する上下のチャネルの持つ無線搬送波周波数との中間の周波数を発生するとともに、上下の２波の周波数のうち上側周波数を第１の直交復調回路２の変換用周波数入力として供給し、下側周波数を第２の直交復調回路３の変換用周波数入力として供給する局部周波数信号発生回路、５Ｄは第１の直交復調回路１１のＩ出力と第２の直交復調回路１２のＩ出力の双方に共通に存在する成分を抽出する第１の共通波抽出回路、５Ｅは第１の直交復調回路１１のＱ出力と第２の直交復調回路１２のＱ出力の極性反転出力の双方に共通に存在する成分を抽出する第２の共通波抽出回路、６Ｆは第１の共通波抽出回路５Ｄで抽出したＩ側出力に残存する周波数オフセット分を除去する第１の周波数オフセット回路、６Ｇは第２の共通波抽出回路５Ｅで抽出したＱ側出力に残存する周波数オフセット分を除去する第２の周波数オフセット回路、７Ｄは微小な周波数変換を行なってオフセット量を各周波数オフセット回路６Ｆ、６Ｇに供給するオフセット周波数発生回路、８Ｄは第１の周波数オフセット回路６Ｆの出力に残存する不要周波数成分を除去する第１のフィルタ、８Ｅは第２の周波数オフセット回路６Ｇの出力に残存する不要周波数成分を除去する第２のフィルタである。

【０１０４】

次に上記第５の実施の形態の動作について説明する。本実施の形態は、ディジタル変調の中の４値ＰＳＫすなわちＱＰＳＫに対して本発明を具現化したものである。前述した数式による説明に従えば、空中線１から得られる受信信号は、第１の直交復調回路１１および第２の直交復調回路１２に供給され、局部周波数信号発生回路４Ａから２つの異なる、すなわちチャネル間の中央値に匹敵する上下の周波数を第１の直交復調回路１１および第２の直交復調回路１２に別個に供給することにより、希望チャネルおよび上側チャネルと下側チャネルの３つの信号についてそれぞれ４つの出力信号が生み出される。数式展開に従えば、第１の直交復調回路１１および第２の直交復調回路１２に共通に存在する信号成分は、希望チャネルの信号だけであり、Ｉ軸側は平衡成分として、Ｑ軸側は差動成分として抽出することが可能である。したがって、Ｉ軸側の平衡成分を共通波抽出回路５Ｄに、またＱ軸側の差動成分を共通波抽出回路５Ｅに供給することにより、希望チャネルのＩ軸、Ｑ軸信号が得られる。共通波抽出回路５Ｄ、５Ｅに出力には、ωＯ なる周波数オフセットが残留しているの、オフセット周波数発生回路７Ｄにおいて微小な周波数変換を行ない、オフセット量を周波数オフセット回路６Ｆ、６Ｇにおいて除去する。さらにこの過程で発生した不要周波数成分をフィルタ８Ｄ、８Ｅで除去した後、ベースバンド信号としてベースバンド信号処理部に供給する。

【０１０５】

（実施の形態６）

図６は本発明の第６の実施の形態の構成を示すものである。図６において、１は受信信号を受ける空中線、１１および１２は受信信号を入力とする第１および第２の直交復調回路、４Ａは受信信号が有する無線搬送波周波数と隣接する上下のチャネルの持つ無線搬送波周波数との中間の周波数を発生するとともに、上下の２波の周波数のうち上側周波数を第１の直交復調回路１１の変換用周波数入力として供給し、下側周波数を第２の直交復調回路１２の変換用周波数入力として供給する局部周波数信号発生回路、６Ｈおよび６Ｉは各直交復調回路１１および１２のＩ出力とＱ出力に共通に含まれている周波数オフセット分を除去する第１および第２の周波数オフセット回路、７Ｅは微小な周波数変換を行なってオフセット量を各周波数オフセット回路６Ｈ、６Ｉに供給するオフセット周波数発生回路、５Ｆは第１の周波数オフセット回路６ＨのＩ出力と第２の周波数オフセット回路６Ｉの

Ｉ出力の双方に共通に存在する成分を抽出する第１の共通波抽出回路、５Ｇは第１の周波数オフセット回路６ＨのＱ出力と第２の周波数オフセット回路６ＩのＱ出力の極性反転出力の双方に共通に存在する成分を抽出する第２の共通波抽出回路、８Ｆおよび８Ｇは各共通波抽出回路５Ｆおよび５Ｇの出力に残存する不要周波数成分を除去する第１および第２のフィルタである。

【０１０６】

次に上記第６の実施の形態の動作について説明する。本実施の形態は、上記第５の実施の形態における共通波抽出を行なう過程と周波数オフセットを行なう過程とを置換したものである。すなわち、周波数オフセットを行なう過程を先行することにより、希望チャネルの信号はそのままベース信号となり、より安定な抽出作業が期待できる。

【０１０７】

（実施の形態７）

図７は本発明の第７の実施の形態の構成を示すものである。図７において、１は受信信号を受ける空中線、１１および１２は受信信号を入力とする第１および第２の直交復調回路、４Ａは受信信号が有する無線搬送波周波数と隣接する上下のチャネルの持つ無線搬送波周波数との中間の周波数を発生するとともに、上下の２波の周波数のうち上側周波数を第１の直交復調回路１１の変換用周波数入力として供給し、下側周波数を第２の直交復調回路１２の変換用周波数入力として供給する局部周波数信号発生回路、９Ｃおよび９Ｄは第１の直交復調回路１１のＩ出力とＱ出力をそれぞれ波形整形する第１および第２のバンドパスフィルタ、１０Ｃおよび１０Ｄは第１および第２のバンドパスフィルタ９Ｃ、９Ｄの出力をディジタル信号に変換する第１および第２のＡ／Ｄ変換器、９Ｅおよび９Ｆは第２の直交復調回路１２のＩ出力とＱ出力をそれぞれ波形整形する第３および第４のバンドパスフィルタ、１０Ｅおよび１０Ｆは第３および第４のバンドパスフィルタ９Ｅ、９Ｆの出力をディジタル信号に変換する第３および第４のＡ／Ｄ変換器、５Ｈは第１および第３のＡ／Ｄ変換器１０Ｃおよび１０ＥのＩ出力に共通に存在する成分を抽出する第１の共通波抽出回路、５Ｉは第２のＡ／Ｄ変換器１０ＤのＱ出力と第４のＡ／Ｄ変換器１０ＥのＱ出力の極性反転出力の双方に共通に存在する成分を抽出する第２の共通波抽出回路、６Ｊは第１の共通波抽出回路５Ｈで抽出したＩ側出力に残存する周波数オフセット分を除去する第１の周波数オフセット回路、６Ｋは第２の共通波抽出回路５Ｉで抽出したＱ側出力に残存する周波数オフセット分を除去する第２の周波数オフセット回路、７Ｆは微小な周波数変換を行なってオフセット量を各周波数オフセット回路６Ｊ、６Ｋに供給するオフセット周波数発生回路、８Ｈは第１の周波数オフセット回路６Ｊの出力に残存する不要周波数成分を除去する第１のフィルタ、８Ｉは第２の周波数オフセット回路６Ｋの出力に残存する不要周波数成分を除去する第２のフィルタである。

【０１０８】

次に上記第７の実施の形態の動作について説明する。本実施の形態は、上記第５の実施の形態における２つの直交復調回路１１、１２の出力をＡ／Ｄ変換器１０Ｃ～１０Ｆにより量子化し、ディジタル演算を用いて第５の実施の形態と等価の作用、すなわち共通波抽出と周波数オフセットおよびフィルタリングを行なうものである。共通波抽出とフィルタリングは、ディジタルフィルタ技術を用い、周波数オフセットはディジタル直交変調を用いることで可能となる。

【０１０９】

（実施の形態８）

図８は本発明の第８の実施の形態の構成を示すものである。図８において、１は受信信号を受ける空中線、１１および１２は受信信号を入力とする第１および第２の直交復調回路、４Ａは受信信号が有する無線搬送波周波数と隣接する上下のチャネルの持つ無線搬送波周波数との中間の周波数を発生するとともに、上下の２波の周波数のうち上側周波数を第１の直交復調回路１１の変換用周波数入力として供給し、下側周波数を第２の直交復調回路１２の変換用周波数入力として供給する局部周波数信号発生回路、９Ｃおよび９Ｄは第１の直交復調回路１１のＩ出力とＱ出力をそれぞれ波形整形する第１および第２のバンド

パスフィルタ、１０Ｃおよび１０Ｄは第１および第２のバンドパスフィルタ９Ｃ、９Ｄの出力をディジタル信号に変換する第１および第２のＡ／Ｄ変換器、９Ｅおよび９Ｆは第２の直交復調回路１２のＩ出力とＱ出力をそれぞれ波形整形する第３および第４のバンドパスフィルタ、１０Ｅおよび１０Ｆは第３および第４のバンドパスフィルタ９Ｅ、９Ｆの出力をディジタル信号に変換する第３および第４のＡ／Ｄ変換器、６Ｌは各Ａ／Ｄ変換器１０Ｃ～１０ＦのＩ出力とＱ出力に残存する周波数オフセット分をそれぞれ除去する周波数オフセット回路、７Ｇは微小な周波数変換を行なってオフセット量を各周波数オフセット回路６Ｌに供給するオフセット周波数発生回路、５Ｊは周波数オフセット回路６ＬのＩ出力に共通に存在する成分を抽出する第１の共通波抽出回路、５Ｋは周波数オフセット回路６ＬのＱ出力とＱ出力の極性反転出力との双方に共通に存在する成分を抽出する第２の共通波抽出回路、８Ｊは第１の共通波抽出回路５Ｊで抽出したＩ出力に残存する不要周波数成分を除去する第１のフィルタ、８Ｋは第２の共通波抽出回路５ＫのＱ出力に残存する不要周波数成分を除去する第２のフィルタである。

【０１１０】

次に上記第８の実施の形態の動作について説明する。本実施の形態は、上記第７の実施の形態における共通波抽出を行なう過程と周波数オフセットを行なう過程とを置換したものである。すなわち、周波数オフセットを行なう過程を先行することにより、希望チャネルの信号はそのままベース信号となり、より安定な抽出作業が期待できる。また、ディジタル化することにより、直交復調機能は高精度になり、集積化に適し、消費電力の低減につながる。

【０１１１】

（実施の形態９）

図９は本発明の第９の実施の形態の構成を示すものである。本実施の形態は、図３に示した第３の実施の形態における共通波抽出回路５Ｂの代わりに、相互相関を演算する相関器１３を用いたものである。

【０１１２】

したがって本実施の形態によれば、共通波抽出をディジタルフィルタ技術で行なうことから相関器１３を用いることにより、共通に含まれる成分の極性が異なっていても、相関係数の極性が反転するだけで振幅は確保される利点を有する。

【０１１３】

なお本実施の形態は、第４、第７および第８の実施の形態にも同様に適用することができる。

【０１１４】

（実施の形態１０）

図１０は本発明の第１０の実施の形態の構成を示すものである。本実施の形態は、図１に示した第１の実施の形態における受信信号を入力する周波数変換回路を第１の周波数変換回路２のみとし、この第１の周波数変換回路２による周波数変換後に、局部周波数信号発生回路４Ｂからチャネル間周波数２ωＯ に相当する周波数を供給された第２の周波数変換回路１５により、第１の周波数変換回路２により周波数変換を行なわなかった側の周波数変換出力を得て、共通波抽出回路５Ｌによる希望チャネル抽出に必要な２つの周波数変換出力を確保するようにしたものである。

【０１１５】

しがって本実施の形態によれば、第１の周波数変換回路２と第２の周波数変換回路１５の出力を共に用いることにより、第１の実施の形態における第１および第２の周波数変換回路２および３を用いた場合の２つの出力と一致するため、搬送周波数を対象とする高周波回路を一組だけで済ますことができ、回路に必要な空間だけでなく電力消費をも低減することができる。

【０１１６】

なお本実施の形態は、第２の実施の形態にも同様に適用することができる。

【０１１７】

（実施の形態１１）
図１１は本発明の第１１の実施の形態の構成を示すものである。本実施の形態は、図３に示した第３の実施の形態における受信信号を入力する周波数変換回路を第１の周波数変換回路２のみとするとともに量子化手段も第１の周波数変換回路２の出力を受けるバンドパスフィルタ９ＣおよびＡ／Ｄ変換器１０Ｃのみとし、Ａ／Ｄ変換器１０ＣによるＡ／Ｄ変換後に、ディジタル周波数発生回路１７からチャネル間周波数２ωＯ に相当する周波数を供給されたディジタル周波数変換回路１６によりディジタル周波数変換を行なうことにより、第１の周波数変換回路２により周波数変換を行なわなかった側の周波数変換出力を得て、共通波抽出回路５Ｍによる希望チャネル抽出に必要な２つの周波数変換ディジタル出力を確保するようにしたものである。

【０１１８】
したがって本実施の形態によれば、第１の周波数変換回路２をＡ／Ｄ変換器１０Ｃにより Ａ／Ｄ変換した出力とディジタル周波数変換回路１６の出力を共に用いることにより、第３の実施の形態における第１および第２の周波数変換回路２および３を用いた場合の２つの出力と一致するため、搬送周波数を対象とする高周波回路を一組だけで済ますことができ、回路に必要な空間だけでなく電力消費をも低減することができる。

【０１１９】
なお本実施の形態は、第４の実施の形態にも同様に適用することができる。

【０１２０】
（実施の形態１２）
図１２は本発明の第１２の実施の形態の構成を示すものである。本実施の形態は、図５に示した第５の実施の形態における受信信号を入力する直交復調回路を一方の直交復調回路１１のみとし、この直交復調回路１１の２つの出力を、局部周波数信号発生回路４Ｂからチャネル間周波数２ωＯ に相当する周波数を供給された周波数変換回路１５Ａにより周波数変換を施すことにより、直交復調を行なわなかった側の周波数変換出力を得て、各共通波抽出回路５Ｎおよび５Ｐによる希望チャネル抽出に必要な２つの直交復調出力を確保するようにしたものである。

【０１２１】
しがって本実施の形態によれば、直交復調回路１１と周波数変換回路１５Ａの出力を共に用いることにより、第５の実施の形態における第１および第２の直交復調回路１１および１２を用いた場合の２つの直交復調出力と一致するため、搬送周波数を対象とする高周波回路を一組だけで済ますことができ、回路に必要な空間だけでなく電力消費をも低減することができる。

【０１２２】
なお本実施の形態は、第６の実施の形態にも同様に適用することができる。

【０１２３】
（実施の形態１３）
図１３は本発明の第１３の実施の形態の構成を示すものである。本実施の形態は、図７に示した第７の実施の形態における受信信号を入力する直交復調回路を一方の直交復調回路１１のみとするとともに量子化手段も一方のバンドパスフィルタ９Ｄ、９ＥおよびＡ／Ｄ変換器１０Ｄ、１０Ｅのみとし、Ａ／Ｄ変換器１０Ｄ、１０ＥによるＡ／Ｄ変換後に、ディジタル周波数発生回路１７Ａからチャネル間周波数２ωＯ に相当する周波数を供給されたディジタル周波数変換回路１６Ａによりディジタル周波数変換を行なうことにより、直交復調回路１１により直交復調を行なわなかった側の周波数変換出力を得て、各共通波抽出回路５Ｑ、５Ｒによる希望チャネル抽出に必要な２つの直交復調出力を確保するようにしたものである。

【０１２４】
したがって本実施の形態によれば、直交復調回路１１の出力をＡ／Ｄ変換器１０Ｄ、１０ＥによりＡ／Ｄ変換した出力とディジタル周波数変換回路１６Ａの出力を共に用いることにより、第７の実施の形態における第１および第２の直交復調回路１１および１２を用い

た場合の２つの出力と一致するため、搬送周波数を対象とする高周波回路を一組だけで済ますことができ、回路に必要な空間だけでなく電力消費をも低減することができる。

【０１２５】

なお本実施の形態は、第８の実施の形態にも同様に適用することができる。

【０１２６】

（実施の形態１４）

図１４は、本発明の第１４の実施の形態の構成を示すものである。本実施の形態は、図１に示した第１の実施の形態における共通波抽出回路の改良に関するものである。図１４において、１は空中線、２は第１の周波数変換回路、３は第２の周波数変換回路、４は局部周波数信号発生回路、５は共通波抽出回路、８はフィルタであり、第１の実施の形態と同様な構成である。

【０１２７】

２０は受信入力部の具体的な構成を示し、２１は第１の周波数変換回路２の出力を受ける入力線路であり、２２は第２の周波数変換回路３の出力を受ける入力線路であり、２３および２４はそれぞれ入力線路２１、２２を通して第１および第２の周波数変換回路３、４の出力を受けるローパス・フィルタを兼ねた積分回路である。２５および２６はそれぞれ積分回路２３および積分回路２４の出力を受ける第１および第２の緩衝増幅器である。２７および２８は第１および第２の緩衝増幅器２５および２６のそれぞれの出力を一次コイルの一端に受ける第１および第２のトランスである。第１および第２のトランス２７、２８の一次コイルの他端は双方ともに交流的に接地され、二次コイルは、同一の極性同士を並列に接続するとともに、一次コイルと極性の等しい一端同士の接続点２９を出力とし、他端は接地されている。３０は接続点２９を入力に接続された第３の緩衝増幅器であり、その出力３１は、共通波抽出回路５の出力として次段の周波数オフセット回路６へ供給される。

【０１２８】

次に、上記第１４の実施の形態における共通波抽出回路５の動作について説明する。第１の周波数変換回路２および第２の周波数変換回路３からは、希望波信号成分の共通波ｅＤ と隣接チャネル波信号成分ｅＵ とが得られる。隣接チャネル波信号成分に関しては、第１の周波数変換回路２から得られる成分と第２の周波数変換回路３から得られる成分は、中心周波数が異なるので、第１の周波数変換回路２から得られる成分をｅＵ１とし、第２の周波数変換回路３から得られる成分をｅＵ２と表現する。すなわち、第１の周波数変換回路２から得られる信号はｅＤ ＋ｅＵ１であり、第２の周波数変換回路３から得られる信号はｅＤ ＋ｅＵ２である。第1 の周波数変換回路２および第２の周波数変換回路３からは、これらの信号以外にも周波数の高い不要な成分が含まれる可能性があり、これら高域周波数成分はローパス・フィルタを兼ねた積分回路２３および積分回路２４により低減される。

【０１２９】

このローパス・フィルタを兼ねた積分回路２３および積分回路２４を通過した第１の周波数変換回路２から得られた信号ｅＤ ＋ｅＵ１と、第２の周波数変換回路３から得られた信号ｅＤ ＋ｅＵ２は、それぞれ緩衝増幅器２５および２６に対応して供給される。緩衝増幅器２５および２６は、出力インピーダンスを低くしてある。緩衝増幅器２５および２６を経た第１の周波数変換回路２から得られた信号ｅＤ ＋ｅＵ１と、第２の周波数変換回路３から得られた信号ｅＤ ＋ｅＵ２は、それぞれトランス２７および２８の一次コイルに供給される。トランス２７および２８の一次コイルに対する二次コイルの捲線比は１とする。これにより、トランス２７および２８の二次コイルには、それぞれ第１の周波数変換回路２から得られた信号ｅＤ ＋ｅＵ１と、第２の周波数変換回路３から得られた信号ｅＤ ＋ｅＵ２が対応して発生する。

【０１３０】

ここで、トランス２７および２８の二次コイルは、端子を一次コイルと極性を合わせて並列に接続してあるので、二次コイルに発生した第１の周波数変換回路２から得られた信号

ｅＤ ＋ｅＵ１と、第２の周波数変換回路３から得られた信号ｅＤ ＋ｅＵ２の各成分のうちの共通成分すなわち希望波信号成分ｅＤ に関しては、二次コイル同士の出力が衝突するなどの問題がなく、端子にその信号が得られる。他方、トランス２７の二次コイルに発生する第１の周波数変換回路２から得られた成分ｅＵ１と、トランス２８の二次コイルに発生する第2 の周波数変換回路３から得られた成分ｅＵ２とは周波数的に成分が異なるので、相互に相手側の二次コイルに流入する。このとき、二次コイルから見るトランスの入力インピーダンスは、それぞれ一次コイルに接続した信号源の出力インピーダンスに等しいものとなるが、前述のように各信号源である緩衝増幅器２５、２６は、出力インピーダンスを非常に低く設定してあるので、共通波成分以外の成分すなわちトランス２７の二次コイルに発生する第１の周波数変換回路２から得られた成分ｅＵ１と、トランス２８の二次コイルに発生する第２の周波数変換回路３から得られた成分ｅＵ２とは、この低インピーダンスにより低減される。

【０１３１】

一般に、緩衝増幅器はトランジスタによるエミッタ・フォロワを用いて実現でき、これを用いた場合、図１４に示す結線による緩衝増幅器の出力インピーダンスは数オーム以下である。この原理を図１５を用いて説明する。図１５において、トランスは２捲線Ｌ１、Ｌ２から構成してあり、コイルＬ１ を一次コイルとしコイルＬ２ を二次コイルとする。

【０１３２】

それぞれのコイル端子における電圧と電流は次のように設定する。すなわち、一次電流をＩ１ 、二次電流をＩ２ 、一次コイルＬ１ の端子間に発生する電圧をＶ１ 、二次コイルＬ２ の端子間に発生する電圧をＶ２ とする。また、一次コイルＬ１ と二次コイルＬ２との間の相互インダクタンスをＭとする。このとき二次コイルＬ２ に負荷Ｚを接続すると、一次コイルＬ１ の端子から見た入力インピーダンスＺinは次式（１）で表される。ωは角周波数であり、Ｌ１ Ｌ２ ・$M^2$ が成り立つものとする。

【０１３３】

【数４６】

$$Zin = \frac{V_1}{I_1} = j\omega L_1 + \frac{(\omega M)^2}{j\omega L_2 + Z} \quad \cdots\cdots\cdots (1)$$

ここで、負荷Ｚを短絡状態にした場合、すなわちＺ＝０における入力インピーダンスＺinは、以下のようにゼロとなる。

【０１３４】

【数４７】

$$Zin = j\omega L_1 + \frac{(\omega M)^2}{j\omega L_2 + Z} \xrightarrow[Z \to 0]{} j\omega L_1 - \frac{j\omega M^2}{L_2} \fallingdotseq j\omega L_1 - j\omega L_1 = 0$$

【０１３５】

次に負荷Ｚを開放状態にした場合、すなわちＺ＝∞における入力インピーダンスＺinは、

【０１３６】

【数４８】

$$Zin = j\omega L_1 + \frac{(\omega M)^2}{j\omega L_2 + Z} \xrightarrow[Z \to \infty]{} j\omega L_1$$

となり、単に一次コイルのみのインダクタンスによるインピーダンスとなる。
【０１３７】
このように、トランス２７、２８の一次側コイルの入力インピーダンスは、二次側コイルの負荷により支配される。
【０１３８】
図１４に戻り、図１５による原理を当てはめると、トランス２７、２８の各一次コイルは緩衝増幅器２５、２６負荷が短絡しており、トランス２７、２８の二次コイルの各入力インピーダンスはゼロ( 短絡状態) として作用することになる。したがって図１４における信号電流ｉＵ１とｉＵ２は、各二次コイルの端子間に電圧を誘起することはない。
【０１３９】
なお、通常、トランスを駆動する場合は、トランスに対する信号は電流で扱うものであり、その電流と一次コイルのインダクタンスの積に比例した磁束がトランスの磁心内に発生し、この磁束の時間変化率( 微分係数) に応じ、二次コイルに電圧が誘起するものである。いま、二次コイルＬ２ の端子に誘起する電位をｅ２ と置くと、次のように定義できる。
【０１４０】
【数４９】

$$e_2 = M \frac{dI_1}{dt}$$

【０１４１】
すなわち、この場合においては、トランスを駆動する信号源は電流源であるので、その出力インピーダンスは∞であり、二次コイル側から見た場合には前述のように、二次コイルのみのインダクタンスによるインピーダンスで定まるものである。本実施の形態の特徴の一つは、この通常の方法とは異なり、トランスを電圧源で駆動し合うことにある。
【０１４２】
次に、図１４におけるローパス・フィルタを兼ねた積分器２３、２４について簡単に説明する。積分器２３、２４は、積分容量をＣとした場合に1 ／Ｃが積分比例係数となる。ただし入力信号が正弦波で表現できる場合は、その角周波数をωとすると積分比例係数は1 ／ωＣとなり周波数特性を呈する。この周波数特性は、トランス２７、２８の持つ微分作用すなわちインダクタンスをＬとした場合に微分比例係数ωＬが微分出力に現れ、周波数特性を持つことを相殺する目的を併せ持たせたものである。すなわち、第１の周波数変換回路２および第２の周波数変換回路３から共通波抽出出力までの総合の周波数特性を平坦にする。他の回路要素に対象とする信号の周波数範囲で周波数特性が平坦であるとすると、第１の周波数変換回路２および第２の周波数変換回路３から共通波抽出出力までの総合周波数特性Ｈは次式で表現され、周波数変数ωはなくなり、平坦となる。
【０１４３】
【数５０】

$$H = \frac{1}{\omega C} \times \omega L = \frac{L}{C}$$

【０１４４】
以上のように、本実施の形態によれば、受信回路の構成要素のひとつである共通波抽出回路において、従来はトランスを駆動する信号源を電流源としていたところを電圧源とし、さらにトランスの二次コイル同士を並列接続にすることにより、トランスの二次コイルの接続の極性により、共通波である同相信号に対して、または逆相の信号に対してのみトランスのインピーダンスを高くでき、非共通波に対しては、ゼロに近いインピーダンスの負

荷効果となって、従来では高々２：１にしかできなかった共通波と非共通波との回路内の格差を、少なくとも従来の倍以上とすることができ、従来にない除去作用を得ることができる。

【０１４５】

（実施の形態１５）

図１６は本発明の第１５の実施の形態の構成を示すものである。本実施の形態は図１４に示した第１４の実施の形態を変形したものであり、共通の要素には同様な符号を付してある。第１４の実施の形態と異なるのは、第１の周波数変換回路２の出力を受ける入力線路２１と第２の周波数変換回路３の出力を受ける入力線路２２は、それぞれを第１の入力とする第１および第２の非共通波信号除去回路４６、４７に接続され、第１および第２の非共通波信号除去回路４６、４７は、その出力を共通波抽出回路５ｎに供給する。第１の周波数変換回路２の出力を受ける入力線路２１と第２の周波数変換回路３の出力を受ける入力線路２２はまた、それぞれの入力を比較信号入力とする平衡性監視回路４３に接続される。共通波信号抽出回路５ｎの出力３１ａは、周波数オフセット回路６に接続されるとともに平衡性監視回路４３の第３の入力として供給される。共通波信号抽出回路５ｎの他の出力は、それぞれ第１および第２の非共通波信号検出回路４１、４２に供給される。第１および第２の非共通波信号検出回路４１、４２は、第１の周波数変換回路２の出力を受ける入力線路２１と、第２の周波数変換回路３の出力を受ける入力線路２２とを第２の入力として受け、その出力を平衡性監視回路４３の出力とともにそれぞれ第１および第２の合成回路４４、４５へ供給する。第１および第２の合成回路４４、４５の出力のそれぞれは、第１および第２の非共通波信号除去回路４６、４７の第２の入力として供給される。その他の構成は、共通波抽出回路を図１４で５としているところを５ｎとして一般化している以外、図１４と同じであるので説明を省略する。

【０１４６】

次に、本実施の形態の動作について説明する。図１４と同様に、第１の周波数変換回路２からは信号ｅＤ ＋ｅＵ１が供給され、第２の周波数変換回路３からは信号ｅＤ ＋ｅＵ２が得られる。第１の周波数変換回路２および第２の周波数変換回路３の各出力は、それぞれ第１および第２の非共通波信号除去回路４６、４７に対応して供給される。ここでは後述する第２の入力で減算し、その出力を共通波信号抽出回路５ｎへ供給する。共通波信号抽出回路５ｎへのこれらの入力は、基本的には第１の周波数変換回路２側の信号ｅＤ ＋ｅＵ１と、第２の周波数変換回路３側の信号ｅＤ ＋ｅＵ２に他ならない。したがって共通波抽出回路５ｎでは、図１４に示した第１４の実施の形態で共通波信号抽出回路５として具体的に説明した通り、共通波信号ｅＤ を抽出する。しかし、共通波抽出回路５ｎにおいては、図１４に示す例からも明らかなように、非共通波信号を完全に除去できるわけではない。すなわち、共通波抽出回路５ｎの中のトランス２７と２８の一次コイルと二次コイルの結合度が不完全である場合、またはトランスを駆動する増幅器２５または２６の出力インピーダンスが充分に低くなければ、非共通波成分の除去能力が不十分となる。そこで本実施の形態では、一旦抽出した共通波信号出力３１ａを帰還して、第１の周波数変換回路２側の信号ｅＤ ＋ｅＵ１または第２の周波数変換回路３側の信号ｅＤ ＋ｅＵ２と比較する。この比較器が前述の第１および第２の非共通波信号検出回路４１と４２である。

【０１４７】

この結果は第１および第２の合成回路４４、４５を通じて第１の周波数変換回路２の出力を受ける入力線路２１と、第２の周波数変換回路３の出力を受ける入力線路２２とからの入力信号に修正を加える。この修正を加える回路が前記第１および第２の非共通波信号除去回路４６と４７である。他方、共通波信号ｅＤ に関して、第１の周波数変換回路２側の信号強度と、第２の周波数変換回路３側の信号強度とが、第１の周波数変換回路２の出力を受ける入力線路２１と、第２の周波数変換回路３の出力を受ける入力線路２２とから得る段階で、または共通波抽出回路５ｎまでの全体を通じてみた場合に、いつでも等しいことを保証されてはいない。したがって、この信号強度に著しい差がある場合は、差が非

共通波成分として扱われ、一方に充分な信号強度があっても有効に活かされない。そこで共通波抽出回路５ｎの出力と第１および第２の非共通波信号除去回路４６、４７の出力間の中点とを比較し、その結果を回路全体を等しくオフセットを施して修正することが有効である。この機能を実現する部分が平衡性監視回路４３とその出力を第１および第２の合成回路４４、４５を経由し、それぞれ第１および第２の非共通波信号除去回路４６と４７に帰還する経路である。

【０１４８】

図１７は図１６に示した第１５の実施の形態を、より具体化したものであり、同様な要素には同様な符号を付してある。

【０１４９】

図１６と同様に、第１の周波数変換回路２の出力を受ける入力線路２１と第２の周波数変換回路３の出力を受ける入力線路２２とは、それぞれを第１の入力とする第１および第２の差動増幅器４６ａ、４７ａに供給され、その出力は、それぞれローパス・フィルタを兼ねた第１および第２の積分回路２３、積分回路２４に対応して供給される。この第１および第２の積分回路２３、積分回路２４の出力を、第１および第２の緩衝増幅器２５、２６にそれぞれ供給する。第１および第２の緩衝増幅器２５、２６は、負入力側に出力から帰還を掛けている。第１および第２の緩衝増幅器２５、２６は、それぞれその出力をトランス２７および２８の一次コイルの一端に供給する。トランス２７および２８の一次コイルの他端は交流的に接地し、二次コイルは、同一の極性同士を並列に接続するとともに、一次コイルと極性の等しい一端同士の接続点２９を出力とし、他端は少なくとも交流的に接地されている。二次コイルの接続点２９は、第３の緩衝増幅器３０に接続され、第３の緩衝増幅器３０は、負入力側に出力から帰還を掛けている。第３の緩衝増幅器３０の出力３１ａは、周波数オフセット回路６へ供給されるとともに、第３および第４の差動増幅器４１ａ、４２ａの正の入力側に接続され、また差動増幅器５０の正の入力側に接続される。第３および第４の差動増幅器４１ａ、４２ａの負の入力端は、第１の周波数変換回路２の出力を受ける入力線路２１と、第２の周波数変換回路３の出力を受ける入力線路２２とにそれぞれ接続される。第４および第５の緩衝増幅器４８、４９の出力は、それぞれ等しい抵抗器Ｒで結合し、結合点は第８の差動増幅器５０の負の入力端に接続される。また、第３および第４の差動増幅器４１ａ、４２ａの出力は、それぞれ第６および第７の差動増幅器４４ａ、４５ａの正の入力端に接続され、差動増幅器４４ａ、４５ａの負の入力端は、第８の差動増幅器５０の出力に接続される。第６および第７の差動増幅器４４ａ、４５ａの各出力は、それぞれ第１および第２の差動増幅器４６ａ、４７ａの負の入力端にそれぞれ接続される。

【０１５０】

図１６と図１７の対応は、非共通波信号除去回路４６および４７がそれぞれ第１および第２の差動増幅器４６ａ、４７ａ、共通波抽出回路５ｎが共通波抽出回路５ｐ、平衡性監視回路４３が第４および第５の緩衝増幅器４８、４９と抵抗器Ｒおよび差動増幅器５０からなる平衡性監視回路４３ａ、非共通波信号検出回路４１、４２が第３および第４の差動増幅器４１ａ、４２ａ、合成回路４４および４５がそれぞれ第６および第７の差動増幅器４４ａと４５ａとなっている。

【０１５１】

次に、本実施の形態の具体例の動作について説明する。図１６と同様に、第１の周波数変換回路２からは信号ｅＤ ＋ｅＵ１が供給され、第２の周波数変換回路３からは信号ｅＤ ＋ｅＵ２が供給される。第１の周波数変換回路２および第２の周波数変換回路３の各出力は、それぞれ非共通波信号除去のための差動増幅器４６ａおよび４７ａの正の入力端に供給される。ここでは後述する第２の入力を減算し、その出力を共通波抽出回路５ｐへ供給する。共通波抽出回路５ｐでは、ローパス・フィルタを兼ねた積分回路２３または積分回路２４により周波数の高い不要な成分が低減され、第１および第２の緩衝増幅器２５、２６へ供給される。緩衝増幅器２５、２６から第１の周波数変換回路２側の信号ｅＤ ＋ｅＵ１と、第２の周波数変換回路３側の信号ｅＤ ＋ｅＵ２を供給されたトランス２７およ

び２８では、図１５に示した実施の形態１４で説明した通り、共通波信号ｅＤ を抽出すると同時に非共通波成分の除去残差が発生する。この非共通波成分の残差を含むトランス２７および２８の二次コイル出力は、差動増幅器４１ａと４２ａの正の入力端に供給される。差動増幅器４１ａと４２ａは、比較信号として第１の周波数変換回路２の出力２１と第２の周波数変換回路３の出力２２の信号を得て、ほぼ共通波成分として抽出された共通波信号出力３１ａとの差を差動増幅器４４ａ、４５ａに伝える。他方、差動増幅器４４ａ、４５ａに共通波抽出出力３１ａを帰還して第１の周波数変換回路２側の信号ｅＤ ＋ｅＵ１または第２の周波数変換回路３側の信号ｅＤ ＋ｅＵ２と比較する。この差動増幅器４１ａと４２ａが前述の非共通波信号検出回路４１と４２である。この結果は合成回路４４および４５である差動増幅器４４ａ、４５ａの正の入力端に伝える。他方、共通波信号ｅＤ に関して、第１の周波数変換回路２側に入る信号強度または出力２１から出力３１ａまでの回路利得と、第２の周波数変換回路３側に入る信号強度または出力２２から出力３１ａまでの回路利得とが、差がある場合に出力を効率高く得るために、第１の周波数変換回路２の出力２１と第２の周波数変換回路３の出力２２の信号を緩衝増幅器４８、４９で得た後、抵抗器Ｒによる中間値と共通波抽出出力３１ａとを差動増幅器５０により比較し、その結果を第１の周波数変換回路２の出力２１と第２の周波数変換回路３の出力２２とに加えるために、合成回路４４または４５である差動増幅器４４ａ、４５ａの負の入力端に伝える。

【０１５２】

差動増幅器４４ａ、４５ａより合成されたこれらの信号は、それぞれ差動増幅器４６ａと４７ａの負側の入力端に対応して供給され、第１の周波数変換回路２の出力２１と第２の周波数変換回路３の出力２２に修正が加えられる。

【０１５３】

このように、本実施の形態によれば、共通波抽出出力に残存する非共通波成分を除去する機能と、共通波信号ｅＤ に関して、第１の周波数変換回路２側に入る信号強度または出力２１から出力３１ａまでの回路利得と、第２の周波数変換回路３側に入る信号強度または出力２２から出力３１ａまでの回路利得との間に、差がある場合にその差を除去する機能とを実現することができる。

【０１５４】

（実施の形態１６）

図１８は本発明の第１６の実施の形態の構成を示すものである。本願の対象とする通信方式にはＱＰＳＫもあり、図１４、図１６、図１７に示したものだけでは、位相が同一のものすなわちＱＰＳＫにおけるＩ軸成分しか抽出できない。本実施の形態は、位相の１８０度異なった信号同士を抽出するようにしたものであり、図１８に示すように、図１４と基本的に同じ構成をとり、２基のトランスの二次側の取り出し方を２基の間で逆に接続するものである。構成についてはこの点を除いて図１４と同一であるので説明を省略する。作用については、図１４では同相信号同士が二次側で干渉することなく生成できた作用が、一方の二次コイルの極性が反転しているので、干渉のない信号は受信時に逆相の信号すなわちＱＰＳＫにおけるＱ信号が対象となる。同相信号は二次コイル側では互いに逆相の関係になり、干渉し合う関係となって、減衰させられる。

【０１５５】

（実施の形態１７）

図１９は本発明の第１７の実施の形態の構成を示すものであり、上記実施の形態１６に示した逆相信号を対象にした場合を、図１６および図１７に示した受信回路に適用したものである。図１７において同相信号について非共通波信号成分の除去と平衡性の向上が図られたことが、本実施の形態では、共通波信号は逆相信号として同等の効果を得るように扱われる。

【０１５６】

（実施の形態１８）

図２１は本発明の第１８の実施の形態における受信回路の構成を示すブロック図である。

この実施の形態においては、受信の方式としては図５に示された本発明の第５の実施の形態による受信回路と同様の方式を採用している。したがって、図５と同じ構成部分については同一の符号を付することにより詳細な説明は省略し、図２１独自の構成について以下説明する。上記第５の実施の形態における局部周波数信号発生回路４Ａは、希望波搬送波周波数信号を生成する希望波搬送波周波数信号発生源３２と、この希望波搬送波周波数信号発生源３２と並列の関係に設けられオフセット周波数信号を生成するオフセット周波数信号発生源３３と、希望波搬送波周波数信号発生源３２からの搬送波周波数信号を移相（すなわち遅延）させる手段である搬送波周波数信号移相回路３４と、オフセット周波数信号発生源３３からのオフセット周波数信号を移相させる手段であるオフセット周波数信号移相回路３５と、第１の直交変調器３６ａと、第２の直交変調器３６ｂとを有してなる。

【０１５７】

第１の直交変調器３６ａは、希望波搬送波周波数信号発生源３２により生成された希望波搬送波周波数信号とオフセット周波数信号発生源３３により生成されたオフセット周波数信号とを乗算する第１の乗算器３７ａと、搬送波周波数信号移相回路３４により移相処理された後の希望波搬送波周波数信号とオフセット周波数信号移相回路３５により移相処理された後のオフセット周波数信号とを乗算する第２の乗算器３８ａと、第１の乗算器３７ａの乗算結果と第２の乗算器３８ａの乗算結果とを加算し負オフセット側局部周波数（ωｃ－ωｏ）を出力する負オフセット側局部周波数出力用加算器５１とから構成されている。

【０１５８】

第２の直交変調器３６ｂは、希望波搬送波周波数信号発生源３２により生成された希望波搬送波周波数信号とオフセット周波数信号移相回路３５により移相処理された後のオフセット周波数信号とを乗算する第３の乗算器３７ｂと、搬送波周波数信号移相回路３４により移相処理された後の希望波搬送波周波数信号とオフセット周波数信号発生源３３により生成されたオフセット周波数信号とを乗算する第４の乗算器３８ｂと、第３の乗算器３７ｂの乗算結果と第４の乗算器３８ｂの乗算結果とを加算し正オフセット側局部周波数（ωｃ＋ωｏ）を出力する正オフセット側局部周波数出力用加算器５２とから構成されている。そして、負オフセット側局部周波数出力用加算器５１の出力は第２の直交復調１２へ送付される一方、正オフセット側局部周波数出力用加算器５２の出力は第１の直交復調１１へ送付される構成となっている。

【０１５９】

次に上記第１８の実施の形態の動作原理および作用について説明する。希望波搬送波周波数信号発生源３２からの希望波搬送波周波数信号ωｃは搬送波周波数信号移相回路３４に供給されて希望波搬送波周波数信号におけるπ／２だけ位相が遅延される。オフセット周波数信号発生源３３からのオフセット周波数信号ωｏはオフセット周波数信号移相回路３５に供給されてオフセット周波数信号におけるπ／２だけ位相が遅延される。第１の直交変調器３６ａを構成する２基の乗算器３７ａ、３８ａのうち第１の乗算器３７ａには、上記希望波搬送波周波数信号発生源３２からの希望波搬送波周波数信号ｃｏｓωｃｔとオフセット周波数信号発生源３３からのオフセット周波数信号ｃｏｓωｏｔとが入力される。第２の乗算器３８ａには搬送波周波数信号移相回路３４からのπ／２だけ位相が遅延された希望波搬送波周波数信号ｓｉｎωｃｔとオフセット周波数信号移相回路３５からのπ／２だけ位相が遅延されたオフセット周波数信号ｓｉｎωｏｔとが入力される。この結果、第１の直交変調器３６ａの負オフセット側局部周波数出力用加算器５１の出力には下式に示す通り、ωｃ－ωｏなる周波数が得られる。

ｃｏｓωｃｔ×ｃｏｓωｏｔ＋ｓｉｎωｃｔ×ｓｉｎωｏｔ＝ｃｏｓ（ωｃ－ωｏ）ｔ

【０１６０】

第２の直交変調器３６ｂを構成する２基の乗算器３７ｂ、３８ｂのうち第３の乗算器３７ｂには、上記希望波搬送波周波数信号発生源３２からの希望波搬送波周波数信号ｃｏｓωｃｔとオフセット周波数信号移相回路３５からのπ／２だけ位相が遅延されたオフセット周波数信号ｓｉｎωｏｔとが入力される。第４の乗算器３８ｂには搬送波周波数信号移相

回路３４からのπ／２だけ位相が遅延された希望波搬送波周波数信号ｓｉｎωｃｔとオフセット周波数信号移相回路３５からのオフセット周波数信号ｃｏｓωｏｔとが入力される。この結果、第２の直交変調器３６ｂの負オフセット側局部周波数出力用加算器５２の出力には下式に示す通り、ωｃ＋ωｏなる周波数が得られる。

ｃｏｓωｃｔ×ｓｉｎωｏｔ＋ｓｉｎωｃｔ×ｃｏｓωｏｔ＝ｓｉｎ（ωｃ＋ωｏ）ｔ

【０１６１】

以上述べたように、上記実施の形態によれば本発明の基本構成が必要とする相補型局部発振周波数を発生させ独立の出力として得られることが明らかである。さらに、それぞれの周波数に対応するフィルタを用いる必要もなく、希望信号の搬送波周波数が可変であっても問題なく対応することができることも明らかである。

【０１６２】

（実施の形態１９）

図２２は本発明の第１９の実施の形態における受信回路の構成を示すブロック図である。この実施の形態は、ｆｃ＋ｆｏとｆｃ－ｆｏとを得るために２基の移相器基と、１基の直交変調器と２基の加算器と１基の極性反転回路を用いるようにしたものである。この実施の形態信の方式としては図５に示された本発明の第５の実施の形態による受信回路と同様の方式を採用している。したがって、図５と同じ構成部分については同一の符号を付することにより詳細な説明は省略し、図２１独自の構成について以下説明する。上記第５の実施の形態における局部周波数信号発生回路４Ａは、希望波搬送波周波数信号を生成する希望波搬送波周波数信号発生源３２と、この希望波搬送波周波数信号発生源３２と並列の関係に設けられオフセット周波数信号を生成するオフセット周波数信号発生源３３と、希望波搬送波周波数信号発生源３２からの搬送波周波数信号を移相させる手段である搬送波周波数信号移相回路３４と、オフセット周波数信号発生源３３からのオフセット周波数信号を移相させる手段であるオフセット周波数信号移相回路３５と、直交変調器３６ａと、極性反転回路５３と、正オフセット側局部周波数出力用加算器５４とを有してなる。

【０１６３】

直交変調器３６ａは、上記第１８の実施の形態における第１の直交変調器と同じ構成を有しており、希望波搬送波周波数信号発生源３２により生成された希望波搬送波周波数信号とオフセット周波数信号発生源３３により生成されたオフセット周波数信号とを乗算する第１の乗算器３７ａと、搬送波周波数信号移相回路３４により移相処理された後の希望波搬送波周波数信号とオフセット周波数信号移相回路３５により移相処理された後のオフセット周波数信号とを乗算する第２の乗算器３８ａと、第１の乗算器３７ａの乗算結果と第２の乗算器３８ａの乗算結果とを加算し負オフセット側局部周波数（ωｃ－ωｏ）を出力する負オフセット側局部周波数出力用加算器５１とから構成されている。

【０１６４】

極性反転回路５３は第２の乗算器３８ａの出力を極性反転処理する。正オフセット側局部周波数出力用加算器５４は第１の乗算器３７ａによる乗算結果出力と極性反転回路５３による極性反転出力とを加算し、正オフセット側局部周波数・・（ωｃ＋ωｏ）を出力する。そして、負オフセット側局部周波数出力用加算器５１の出力は第２の直交復調１２へ送付される一方、正オフセット側局部周波数出力用加算器５４の出力は第１の直交復調１１へ送付される構成となっている。

【０１６５】

次に上記第１９の実施の形態の動作原理および作用について説明する。希望波搬送波周波数信号発生源３２からの希望波搬送波周波数信号ωｃは搬送波周波数信号移相回路３４に供給されて希望波搬送波周波数信号におけるπ／２だけ位相が遅延される。オフセット周波数信号発生源３３からのオフセット周波数信号ωｏはオフセット周波数信号移相回路３５に供給されてオフセット周波数信号におけるπ／２だけ位相が遅延される。

【０１６６】

直交変調器３６ａを構成する２基の乗算器３７ａ、３８ａのうち第１の乗算器３７ａには、上記希望波搬送波周波数信号発生源３２からの希望波搬送波周波数信号ｃｏｓωｃｔと

オフセット周波数信号発生源３３からのオフセット周波数信号ｃｏｓωｏｔとが入力される。第２の乗算器３８ａには搬送波周波数信号移相回路３４からのπ／２だけ位相が遅延された希望波搬送波周波数信号ｓｉｎωｃｔとオフセット周波数信号移相回路３５からのπ／２だけ位相が遅延されたオフセット周波数信号ｓｉｎωｏｔとが入力される。この結果、直交変調器３６ａの負オフセット側局部周波数出力用加算器５１の出力には下式に示す通り、ωｃ－ωｏなる周波数が得られる。

ｃｏｓωｃｔ×ｃｏｓωｏｔ＋ｓｉｎωｃｔ×ｓｉｎωｏｔ＝ｃｏｓ（ωｃ－ωｏ）ｔ

【０１６７】

直交変調器３６ａを構成する２基の乗算器３７ａ、３８ａの出力のうち第２の乗算器３８ａの出力の一部は極性反転回路５３に供給され、その反転出力は上記第１の乗算器３７ａの出力とともに正オフセット側局部周波数出力用加算器５４に入力し下式に示す通り、ωｃ＋ωｏなる周波数を発生する。

ｃｏｓωｃｔ×ｓｉｎωｏｔ＋（－１）ｓｉｎωｃｔ×ｃｏｓωｏｔ＝ｃｏｓ（ωｃ＋ωｏ）ｔ

【０１６８】

以上述べたように、上記実施の形態によれば本発明の基本構成が必要とする相補型局部発振周波数を発生させ独立の出力として得られることが明らかである。さらに、それぞれの周波数に対応するフィルタを用いる必要もなく、希望信号の搬送波周波数が可変であっても問題なく対応することができることも明らかである。

【０１６９】

（実施の形態２０）

図２３は本発明の第２０の実施の形態における受信回路の構成を示すブロック図である。この実施の形態は、ｆｃ＋ｆｏとｆｃ－ｆｏとを得るために２基の移相器基と、１基の直交変調器と２基の加算器と１基の極性反転回路を用いるようにしたものである。この実施の形態信の方式としては図５に示された本発明の第５の実施の形態による受信回路と同様の方式を採用している。したがって、図５と同じ構成部分については同一の符号を付することにより詳細な説明は省略し、図２１独自の構成について以下説明する。上記第５の実施の形態における局部周波数信号発生回路４Ａは、希望波搬送波周波数信号を生成する希望波搬送波周波数信号発生源３２と、この希望波搬送波周波数信号発生源３２と並列の関係に設けられオフセット周波数信号を生成するオフセット周波数信号発生源３３と、希望波搬送波周波数信号発生源３２からの搬送波周波数信号を移相させる手段である搬送波周波数信号移相回路３４と、オフセット周波数信号発生源３３からのオフセット周波数信号を移相させる手段であるオフセット周波数信号移相回路３５と、直交変調器３６ａと、極性反転回路５３と、正オフセット側局部周波数出力用加算器５４とを有してなる。

【０１７０】

直交変調器３６ａは、上記第１８の実施の形態における第１の直交変調器と同じ構成を有しており、希望波搬送波周波数信号発生源３２により生成された希望波搬送波周波数信号とオフセット周波数信号発生源３３により生成されたオフセット周波数信号とを乗算する第１の乗算器３７ａと、搬送波周波数信号移相回路３４により移相処理された後の希望波搬送波周波数信号とオフセット周波数信号移相回路３５により移相処理された後のオフセット周波数信号とを乗算する第２の乗算器３８ａと、第１の乗算器３７ａの乗算結果と第２の乗算器３８ａの乗算結果とを加算し負オフセット側局部周波数（ωｃ－ωｏ）を出力する負オフセット側局部周波数出力用加算器５１とから構成されている。

【０１７１】

極性反転回路５３は第２の乗算器３８ａの出力を極性反転処理する。正オフセット側局部周波数出力用加算器５４は第１の乗算器３７ａによる乗算結果出力と極性反転回路５３による極性反転出力とを加算し、正オフセット側局部周波数・・（ωｃ＋ωｏ）を出力する。そして、上記第１９の実施の形態とは異なり、負オフセット側局部周波数出力用加算器５１の出力は第１の直交復調１１へ送付される一方、正オフセット側局部周波数出力用加算器５４の出力は第２の直交復調１２へ送付される構成となっている。

【０１７２】
次に上記第２０の実施の形態の動作原理および作用について説明する。希望波搬送波周波数信号発生源３２からの希望波搬送波周波数信号ωｃは搬送波周波数信号移相回路３４に供給されて希望波搬送波周波数信号におけるπ／２だけ位相が遅延される。オフセット周波数信号発生源３３からのオフセット周波数信号ωｏはオフセット周波数信号移相回路３５に供給されてオフセット周波数信号におけるπ／２だけ位相が遅延される。
【０１７３】
直交変調器３６ａを構成する２基の乗算器３７ａ、３８ａのうち第１の乗算器３７ａには、上記希望波搬送波周波数信号発生源３２からの希望波搬送波周波数信号ｃｏｓωｃｔとオフセット周波数信号発生源３３からのオフセット周波数信号ｃｏｓωｏｔとが入力される。第２の乗算器３８ａには搬送波周波数信号移相回路３４からのπ／２だけ位相が遅延された希望波搬送波周波数信号ｓｉｎωｃｔとオフセット周波数信号移相回路３５からのπ／２だけ位相が遅延されたオフセット周波数信号ｓｉｎωｏｔとが入力される。この結果、直交変調器３６ａの負オフセット側局部周波数出力用加算器５１の出力には下式に示す通り、ωｃ－ωｏなる周波数が得られる。
ｃｏｓωｃｔ×ｃｏｓωｏｔ＋ｓｉｎωｃｔ×ｓｉｎωｏｔ＝ｃｏｓ（ωｃ－ωｏ）ｔ
【０１７４】
直交変調器３６ａを構成する２基の乗算器３７ａ、３８ａの出力のうち第２の乗算器３８ａの出力の一部は極性反転回路５３に供給され、その反転出力は上記第１の乗算器３７ａの出力とともに正オフセット側局部周波数出力用加算器５４に入力し下式に示す通り、ωｃ＋ωｏなる周波数を発生する。
ｃｏｓωｃｔ×ｓｉｎωｏｔ＋（－１）ｓｉｎωｃｔ×ｃｏｓωｏｔ＝ｃｏｓ（ωｃ＋ωｏ）ｔ
【０１７５】
以上述べたように、上記実施の形態によれば本発明の基本構成が必要とする相補型局部発振周波数を発生させ独立の出力として得られることが明らかである。さらに、それぞれの周波数に対応するフィルタを用いる必要もなく、希望信号の搬送波周波数が可変であっても問題なく対応することができることも明らかである。
【０１７６】
（実施の形態２１）
図２４は本発明の第２１の実施の形態における受信回路の構成を示すブロック図である。この実施の形態は、主として複数のチャネルを有するディジタル変調方式の通信システムにおいて、受信系の電力を低減し、回路を簡素化し、消費電力を低減することを図るものである。図２４において、符号６１は周波数変換回路または直交復調回路により得られた第１の受信信号のデータが入力される第１のデータ入力線、６２は第１のデータ入力線６１から入力された信号に対してフーリエ変換を行なう第１のフーリエ変換器、６３は第１のフーリエ変換器６２によって得られた第１のフーリエ変換出力を表す。また６４は周波数変換回路または直交復調回路により得られた第２の受信信号のデータが入力される第２のデータ入力線、６５は第２のデータ入力線６４から入力された信号に対してフーリエ変換を行なう第２のフーリエ変換器、６６は第２のフーリエ変換器６５によって得られた第２のフーリエ変換出力を表す。
【０１７７】
６７は上記第１および第２のフーリエ変換器６２、６５のそれぞれ周波数成分の出力を周波数ごとに受けて相関係数を算出する相関器、６８は第１および第２のフーリエ変換器６２、６５の出力を加算する加算器、６９は相関器６７の出力、７０は得られた相関器出力６９を受けて重み付けを行なう重み付け関数器、７１は加算器６８の加算出力と重み付け関数器７０の出力とを乗算する重み付け値乗算器、７２は重み付け値乗算器による乗算操作の後処理を行なう後処理回路、７３は重み付け値乗算器の出力が後処理されて生成された逆フーリエ変換器入力、７４は逆フーリエ変換器入力を受けて逆フーリエ変換処理を行なう逆フーリエ変換器、７５は逆フーリエ変換出力である。

【０１７８】
次に上記第２１の実施の形態の動作原理および作用について説明する。先に述べた第１乃至第１３の実施の形態においては、第１の周波数変換回路２および第２の周波数変換回路３を備えるか、第１の直交復調回路１１および第２の直交復調回路を備えるか、或いはまた１基の周波数変換回路と１基の直交復調回路を備えるかの基本構成を有している。この構成により受信動作に当たっては受信回路では第１の受信信号と第２の受信信号とが得られる。この実施の形態においては、第１の受信信号はｘ（ｔ）で表され、第１のデータ入力線６１に入力する。
第２の受信信号はｙ（ｔ）で表され、第２のデータ入力線６４に入力する。第１のデータ入力線６１に入力した第１の受信信号ｘ（ｔ）は第１のフーリエ変換器６２に入力しここでフーリエ変換処理され第１のフーリエ変換出力６３が得られる。また第２の受信信号はｙ（ｔ）は第２のフーリエ変換器６５に入力しここでフーリエ変換処理され第２のフーリエ変換出力６６が得られる。これら第１および第２のフーリエ変換器６２、６５におけるフーリエ変換処理により、上記入力された第１および第２の受信信号のデータは時間軸情報から周波数軸情報へと変換される。
【０１７９】
第１および第２のフーリエ変換出力６３、６５は相関器６７に取り込まれ、この相関器６７は上記第１および第２のフーリエ変換出力６３、６６のそれぞれ周波数成分の出力を周波数ごとに受けて相関係数を算出する。一方、第１および第２のフーリエ変換出力６３、６５は、上記相関器６７によって相関係数を算出されるのとは別に加算器６８に入力せしめられ、この加算器によって両フーリエ変換された出力信号が加算される。また、相関器６７によって出力された相関係数は、重み付け関数器７０に入力されここで重み付け処理が行なわれる。そして、重み付け値乗算器７１は加算器６８の加算出力と重み付け関数器７０の出力とを受けて量出力信号を乗算する。その後は後処理回路７２が重み付け値乗算器による乗算操作の後処理を行ない、この後処理が実行されて生成された逆フーリエ変換器入力７３を逆フーリエ変換器７４が受けて逆フーリエ変換処理を行なって、処理データを周波数軸情報から時間軸情報に戻し、逆フーリエ変換出力７５として希望波抽出結果となる。
【０１８０】
次に上記希望波が抽出される原理を理論で説明する。まず、希望波が到来しない場合の非希望波に対する抑圧作用の理論を示す。非希望波（２信号系間で時間的に独立に存在する）は同期加算された後、振幅成分がＲ倍（Ｒは相関係数）される。相関器における演算式を以下に示す。
【０１８１】
【数５１】

$$\text{加算} \qquad \frac{x+y}{2}$$

$$\text{相関係数} \quad R=\frac{\left|\Sigma \mathrm{Re}\left(x^{*}\cdot y\right)\right|}{\sqrt{\left(\Sigma|x|^{2}\right)\left(\Sigma|y|^{2}\right)}}$$

$$\text{重みづけ} \qquad R>0\text{では} \quad f(R)=R$$

$$R<0\text{では} \quad f(R)=0$$

相関係数算出のための各平均化窓内において非希望波のパワーＰＮＯが一定値であるとすると、処理出力のパワーＰＮ は下式で表される。
ＰＮ ＝（$R^2$ ＰＮＯ）／２
ここで、
ＰＮＯ ：非希望波の電力
Ｒ ：相関係数
である。
【０１８２】
この相関係数Ｒは、有限な平均化窓を用いて算出されるので、統計的誤差を生じ、真の相関係数の値とは一致しない。サンプル数Ｎ個の独立のサンプルでＲの算出を行ない、真の相関係数が０になるべきことからすると、Ｒの分布は次式の確率密度関数で表される。
【０１８３】
【数５２】

$$\text{Rの分布に対する確率密度関数}\quad g(R)=\frac{\Gamma\left(\frac{N-1}{2}\right)}{\sqrt{\pi}\,\Gamma\left(\frac{N-2}{2}\right)}\left(1-R^2\right)^{\frac{N-4}{2}}$$

以上から処理出力の平均パワーは次式で表される。
【０１８４】
【数５３】

$$\text{平均パワー}\quad P_N=\int_0^1 \frac{1}{2}R^2 P_{No}\cdot g(R)\,dR=\frac{P_{No}}{4(N-1)}$$

【０１８５】
ここで、相関係数算出の平均化窓を長さＴｃの方形窓であるとし、フーリエ変換を行なう際のハミング窓の長さをＴＦとすると、平均窓の中に存在する独立サンプルの個数Ｎは次式となる。
Ｎ＝（Ｔｃ）／（ＴＦ）
したがって、個数Ｎが多い場合の非希望波の処理出力は次式で表現できる。
【０１８６】
【数５４】

$$P_N=\lim_{N\to\infty}\frac{P_{No}}{4(N-1)}=\frac{P_{No}}{4N}\propto\frac{TF}{Tc}$$

すなわち、１／Ｎに比例することになる。
【０１８７】
次に、希望波が到来している場合の非希望波に対する抑制作用について説明する。信号成分に帯域分割を施すと、さらに希望波信号が存在する区間と存在しない区間に区別できる。希望波成分を含むｋ番目の帯域成分の振幅は、その帯域での相関係数Ｒ（ｋ）を乗じて出力される。Ｒ（ｋ）は次式で表すことができる。
【０１８８】
【数５５】

希望波成分を含むｋ番目の帯域での相関係数 $R(k)=\dfrac{P_{so}(k)}{P_{so}(k)+P_{No}(k)}$

$P_{so}(k)$：希望波成分のｋ番目の周波数成分の平均時間内でのパワー

$P_{No}(k)$：非希望波成分のｋ番目の周波数成分の平均時間内でのパワー

ｋに関し、ＰＳＯ（ｋ）、ＰＮＯ（ｋ）を一定値ＰＳＯ、ＰＮＯとすると、非希望波の抑制効果を次式により求めることができる。

【０１８９】

【数５６】

$$\frac{\text{出力信号の希望波／非希望波比}}{\text{入力信号の希望波／非希望波比}} = 1\Big/\left(\frac{Fs}{2}+\frac{(1-Fs)}{4(N-1)}\frac{P_{so}+P_{No}}{P_{so}}\right)$$

ただし、Fs＝(希望波成分の含まれている帯域数)／(全帯域数)

この式により、希望波成分が含まれている帯域数が少ないほど、希望波／非希望波比の改善効果が大きいことがわかる。

【０１９０】

したがって、本実施の形態によれば、有限な平均化窓すなわち平均時間により求められた相関係数の統計的誤差を用いて、非希望波が第１の受信信号と第２の受信信号との２信号系間で時間的に独立に存在し、不平衡信号として扱える性質を利用し、この非希望波に対する抑圧機能を実現することができる。

【０１９１】

（実施の形態２２）

図２５乃至図３３は本発明の第２２の実施の形態における受信回路の構成および動作原理を説明する図である。これまでに述べてきた各実施の形態は直交変調信号など多重化ディジタル変調方式に対応した方法である。この方法では、直交復調器が２基必要となり、電力削減や装置の簡素化には最善とは言えない。本実施の形態ではこの点についての改良を進めたものである。そのために、本実施の形態では直交復調器を１基にする。そのために、Ａ／Ｄ変換器において２次サンプリングを行なうことで周波数軸上の折り返しを防ぎ、Ａ／Ｄ変換出力からディジタル信号処理により本来必要な欠損した側の相補局発周波数による直交復調出力を生成するような構成にしている。

【０１９２】

図２５は上記第２２の実施の形態に係る受信回路の構成を示すブロック図である。図２５において、１は受信信号を受ける空中線、９６は受信信号を所定の周波数帯域で波形整形する帯域フィルタである受信帯域フィルタ（バンドパスフィルタ）、１１は受信信号を入力とする直交復調器、４は局部周波数信号発生回路、８６は直交復調器からの一方の出力信号の高周波帯域をカットする第１のローパスフィルタ、８７は直交復調器からの他方の出力信号の高周波帯域をカットする第２のローパスフィルタ、９０は第１のローパスフィルタ出力をＡ／Ｄ変換する第１のＡ／Ｄ変換器、９１は第２のローパスフィルタ出力をＡ／Ｄ変換する第２のＡ／Ｄ変換器、９２はこれら第１および第２のＡ／Ｄ変換器９０、９１に受信信号の持つ帯域幅に相当する周波数以上のクロックを発生する機能と、サンプリングクロックパルス列に遅延パルス列を付加する機能と、サンプリングクロックパルス列

と遅延パルス列とを前記第１および第２のＡ／Ｄ変換器９０、９１のサンプリングパルスとして提供する機能とを有するサンプリング信号発生源、９３は前記第１および第２のＡ／Ｄ変換器９０、９１のディジタル出力データから希望する受信チャネル信号を抽出する演算器である。

【０１９３】

この実施の形態において、直交復調器１１は、受信帯域フィルタ９６からの受信信号を入力して周波数変換を行なう第１の乗算器７８と、第２の乗算器７９と、局部周波数信号発生回路４からの局部発振周波数信号をオフセットして第２の乗算器７９に入力する周波数オフセット回路９８とを備え、受信信号に対して周波数変換処理を行なう。

【０１９４】

次に上記第２２の実施の形態の動作原理および作用について説明する。図２５において、空中線１で受信された受信信号は受信帯域フィルタ９６を通って対象とする帯域内信号群になった後、直交復調器１１によりＩ軸成分とＱ軸成分とが抽出される。この信号は第１および第２のローパスフィルタ８６、８７で高域の不要周波数成分を除去された後、第１および第２のＡ／Ｄ変換器９０、９１に入力される。Ａ／Ｄ変換器９０、９１におけるＡ／Ｄ変換動作に当たっては、サンプリング信号発生源９２からのサンプリング信号がＡ／Ｄ変換器９０、９１へ供給されてサンプリング動作を行なう。そして、このサンプリング動作を経て得られたディジタルデータは演算器９３へ送られてディジタル信号処理が行なわれ、ベースバンド出力が得られる。ここで、Ａ／Ｄ変換器９０、９１において通常のサンプリングを行なうと、サンプリングによるエイリアスを発生し、その後予定しているディジタル周波数変換が不可能となる。

【０１９５】

図２６はＡ／Ｄ変換器９０、９１でサンプリングを行なった結果エイリアスが発生する様子を説明する図である。まず図２６（Ａ）に示すような信号が供給され、この信号をローパスフィルタに通すと図２６（Ｂ）に示すように高域成分が除去された信号となる。そしてこの信号をサンプリングすると図２６（Ｃ）のＡ／Ｄ変換出力図に示すようにエイリアスが発生する。そこで、本実施の形態においては、エイリアスを発生させるもととなっている周波数軸上での折り返しを防ぐ手段を設けた。以下数式で説明する。

【０１９６】

いま、搬送波周波数をｆｃ、ＱＰＳＫ副搬送波周波数をｆｏとおくと、ＱＰＳＫ無線信号ｆＲＦは、

【０１９７】

【数５７】

$$f_{RF} = A(t)\cos\{2\pi(fc+fo)t + \theta(t)\}$$

$$= A(t)\cos\{2\pi(fc+fo)t + \theta a(t)\} + A(t)\sin\{2\pi(fc+fo)t + \theta a(t)\}$$

と表現できる。

ここで、位相信号θ（ｔ）は、

θ（ｔ）＝０，±π／２，π

である。ＰＤＣなどの多チャネル通信システムにおける状況を考える。図２７は多チャネル通信システムにおける受信チャネルの状況（並び状況）をモデル化して示す図である。いま、図２７に示されているように、各チャネルが周波数上、等間隔で配置されているものとする。また、チャネル間隔周波数をｆｂとする。そして、受信機の入力フィルタを通してＮ個のチャネルがはいるとすると、入力信号ｆＩＮは、

【０１９８】

【数５８】

$$f_{IN}=\sum_{i=0}^{N-1} A_i(t)\ \cos\{2\pi(f_c+i\times f_b+f_o)t+\theta_{ai}(t)\}$$

$$+\sum_{i=0}^{N-1} A_i(t)\ \sin\{2\pi(f_c+i\times f_b+f_o)t+\theta_{ai}(t)\}$$

この場合において、各チャネルが接しているとすれば、
２ｆｏ＝ｆｂ
となるので、

【０１９９】
【数５９】

$$f_{IN}=\sum_{i=0}^{N-1} A_i(t)\ \cos\{2\pi(f_c+[2i+1]f_o)t+\theta_{ai}(t)\}$$

$$+\sum_{i=0}^{N-1} A_i(t)\ \sin\{2\pi(f_c+[2i+1]f_o)t+\theta_{ai}(t)\}$$

と記述できる。

【０２００】
この信号群にダイレクトコンバージョンとしての周波数変換を施す。一般的に周波数をｆＬＯだけ引き下げる周波数変換を行なって得られる信号の周波数をｆＤＣとすると、このｆＤＣは、次式で表現することができる。

【０２０１】
【数６０】

$$f_{DC}=f_{IN}\times f_{LO}$$

$$=\sum_{i=0}^{N-1} A_i(t)\ \cos\{2\pi(f_c-f_{LO}+[2i+1]f_o)t+\theta_{ai}(t)\}$$

$$+\sum_{i=0}^{N-1} A_i(t)\ \sin\{2\pi(f_c-f_{LO}+[2i+1]f_o)t+\theta_{ai}(t)\}$$

$$+\sum_{i=0}^{N-1} A_i(t)\ \cos\{2\pi(f_c+f_{LO}+[2i+1]f_o)t+\theta_{ai}(t)\}$$

$$+\sum_{i=0}^{N-1} A_i(t)\ \sin\{2\pi(f_c+f_{LO}+[2i+1]f_o)t+\theta_{ai}(t)\}$$

上式で、後半の２項は周波数がＲＦ周波数の２倍に高まり、通常は回路の周波数特性で簡単に通過阻止される。したがって、周波数変換された後の周波数ｆＤＣは次式のように表現して差し支えない。

【０２０２】
【数６１】

$$f_{DC} = f_{IN} \times f_{LO}$$

$$= \sum_{i=0}^{N-1} A_i(t) \cos \{2\pi (f_c - f_{LO} + [2i+1] f_o) t + \theta_{ai}(t)\}$$

$$+ \sum_{i=0}^{N-1} A_i(t) \sin \{2\pi (f_c - f_{LO} + [2i+1] f_o) t + \theta_{ai}(t)\}$$

【０２０３】
ここで、チャネルの中にはｆｃ－ｆＬＯが負となるものができる。周波数が負ということであるが、これはＱＰＳＫ信号の位相回転面の極性のうちＱ軸が反転するということであり、これはすなわちＱＰＳＫ信号の回転が逆になることを意味しているにすぎない。したがって、周波数の極性が負であるからといって信号が消滅することにはならない。
【０２０４】
次に、この信号をディジタル化するためにＡ／Ｄ変換器９０、９１に供給する。Ａ／Ｄ変換器９０、９１は、この場合、サンプリングと等価でありその出力は離散化されたものになる。離散化処理は、処理前と処理後の信号が必ずしも一対一対応にならない。多くの場合にエイリアスが発生する。したがって、エイリアスを発生しないように被Ａ／Ｄ変換信号をＡ／Ｄ変換周波数の１／２より低いものに抑えるか、またはＡ／Ｄ変換の変換信号列を複数化（高次標本化）する。
【０２０５】
ここで、負の周波数がもつ物理的意味を考察する。これにより周波数軸の負領域を用いる途を開く。下式はＱＰＳＫの搬送波を負の周波数にしたものである。負信号を数学的に位置を移動し、時間、関数値に書き換えた式を並べてある。
【０２０６】
【数６２】

$$f_F = A(t) \cos \{2\pi (-f_c) t + \theta_a(t)\} + A(t) \sin \{2\pi (-f_c) t + \theta_a(t)\} \quad \text{負周波数}$$

$$= A(-t) \cos \{2\pi f_c(-t) + \theta_a(-t)\} + A(-t) \sin \{2\pi f_c(-t) + \theta_a(-t)\} \quad \text{負時間軸}$$

$$= A(t) \cos \{2\pi f_c t + \theta_a(t)\} - A(t) \sin \{2\pi f_c t + \theta_a(t)\} \quad \text{負関数}$$

【０２０７】
図２８は負の周波数領域を持ったＡ／Ｄ変換出力を表す図である。周波数の負領域の物理的意味は、上式から見るかぎり正の周波数領域の振舞いと異ならない。ただし、－ｆｃと表現していることはｆｃを正として扱っており、周波数軸上の進行方向或いは視線の方向が正反対であることを意味する。すなわち、周波数円周上での回転が逆向きになったことを意味し、周波数がゼロということは円周上のどこかで動かなくなった状態とみればよい。その位置でθａ（ｔ）の振舞うＱＰＳＫ動作が行なわれるので、スペクトルはＱＰＳＫ情報の帯域幅を示すことになる。
【０２０８】
例えで示すと、ＲＦ信号と第１および第２の乗算器９４、９５に加えられるローカル信号とは周波数変換の際にそれぞれの周波数円で回転方向についての闘いが行なわれていると考えられる。周波数引き下げにおいては、それぞれが互いに逆方向の回転を与えようと競合している。周波数がゼロに近づくにしたがい、回転スピードは落ち、ついに回転が停止する。さらに進むとローカル信号側の逆回転数が勝り、回転方向は逆となる。
【０２０９】
以上から、ここでの理論展開においては、周波数変換などにより結果が負の周波数領域に

なる信号スペクトルを、一般に表しているような正領域への折り返し表現はせず、周波数軸を正負連続に用いて表現することとする。その目的は、ＱＰＳＫ信号などのように信号自体が複数の軸からなる情報を持つことの表現を可能にすることである。従来一般の表現は周波数領域を正領域に限定し、スペクトルを折り返すことで周波数空間を狭めてしまうことになり、その表現する自由度を１つ失うことになっている。

【０２１０】

他方、信号自体も時間すなわち位相の関数として位相空間を形成していることを直交空間で識別できる形に分解する必要がある。図２９はπ／２の位相差を利用して信号成分をコサイン関数（ｃｏｓ関数）とサイン関数（ｓｉｎ関数）とにより直交成分に分解する方法を示したものである。この図において、ｆＩ（ｔ）はｃｏｓ関数により表現されるので周波数軸上の正負の支配は受けない（偶関数である）。ｆＱ（ｔ）はｓｉｎ関数により表現されるので周波数が負の領域で関数値の符号が反転する（奇関数である）。

【０２１１】

以上の２つの手法を用いることにより、一般にＡ／Ｄ変換において変換周波数（或いはサンプリング周波数）ｆｓを折り目にして高域側を変換周波数ｆｓ以下に折り返すという従来のスペクトル配置から脱し、変換周波数ｆｓ以上にイメージスペクトルをそのまま表せることになる。

【０２１２】

次に、この直交する２信号をＡ／Ｄ変換する。直交２信号の周波数領域はベースバンド付近にあり、変換速度はシャノンの標本化定理によって対象信号の２倍以上であればよい。図３０は直交する２信号をＡ／Ｄ変換する場合の直交サンプリングの一例を示す図であり、図３０に示す構成は図２５に示す構成のうち、受信帯域フィルタ９６以下第１および第２のＡ／Ｄ変換器９０、９１までの構成を、各部位において流れる信号を明らかにしつつ表したものである。図３０中、Ｔｓはサンプリング周期を表す。このＡ／Ｄ変換動作において、サンプリング周波数ωｓは、

ωｓ≧Ｗｏ

においてｆＩ（ｔ）、ｆＱ（ｔ）の一対の標本列を形成する。この方法で信号ｆ（ｔ）はＩＱ平面上の点としてサンプリングされるので信号の回転方向などの情報が確保でき、ディジタル化することができる。

【０２１３】

ここで、本実施の形態の骨子である周波数オフセットを考慮すると、図３０の構成は図３１のようになる。すなわち、ローカル周波数をωｃからωｃ－ωｏとし、出力信号にωｏなるオフセット周波数が残留するようにする。Ａ／Ｄ変換器９０、９１に供給される信号ｆＩ（ωｏｔ）とｆＱ（ωｏｔ）とにはベースバンド信号の伝送速度である周波数ωｏと周波数オフセットωｏとが含まれるので、ロールオフ率０．５以下のベースバンド伝送に対しては搬送波周波数を中心に３ωｏの周波数帯域幅を持つと見られる。したがって、サンプリングクロックの周波数は６ωｏ以上であれば必要且つ十分であり、信号ｆ（ｔ）はＩＱ直交平面上の点としてサンプリングされるので信号の回転方向などの情報が確保でき、且つ周波数軸の正負連続性が保存されてディジタル化できる。

【０２１４】

したがって、この受信回路のディジタル信号出力をディジタル信号処理により正負どちらの周波数変換もすることが可能となる。すなわち、マイナス２ωｏのディジタル周波数変換を施すことで信号ｆＩ（ωｏｔ）とｆＱ（ωｏｔ）から信号ｆＩ（－ωｏｔ）とｆＱ（－ωｏｔ）とを得ることが可能となる。この結果、上記方法によれば、コンプリメンタリな局部発振周波数による双対の直交復調器は、一方のみで済むことになり、高周波回路が約１／２に簡素化でき消費電力も軽減される。

【０２１５】

図３２は上述したＡ／Ｄ変換動作を行なう場合の直交サンプリング（図３０、３１）とは異なる別のサンプリング動作を説明する図である。これはシャノンの２次サンプリングと呼ぶサンプリングを応用したものである。このサンプリング方法においては、図３２に示

すように、高周波入力信号ｆ（ｔ）を周波数変換でベースバンドに下ろした信号ｆｂ（ｔ）を２系統のＡ／Ｄ変換器に接続する。このような構成を採用すると、変換用パルス（サンプリングパルス）として図３３に示すような等時間間隔のサンプリングパルスを、遅延時間がτで２系統のパルス列として得る。この結果、図３３に示すように被標本化信号はダブルパルスでサンプリングされることになる。サンプリング周波数は信号の周波数帯域幅以上の値にする。すなわち、上記の場合はベースバンド信号ｆｂ（ｔ）は伝送速度がωｏであるから、ロールオフ率が０．５以下の場合は周波数帯域幅は３ωｏ程度となる。したがって、サンプリング周波数も３ωｏであればよい。このようなサンプリングにより、被標本化信号の周波数での位相空間は実軸以外の成分も抽出できるので、得られた情報は周波数軸上の正負に連続したものとなる。ただし、遅延量をπに相当する値にすると、実軸成分のみとなるので、π以外の移相量を選ばなければならない。この方式を本願の周波数オフセット型にすると図３３のようになる。

【０２１６】

（実施の形態２３）

図３４および図３５は本発明の第２３の実施の形態における受信回路の構成および動作原理を説明する図である。この第２３の実施の形態においても、上記第２２の実施の形態におけると同様の考えに基づくもので直交復調器の数を１基に減らして電力削減や装置の簡素化を達成しようとするものである。そのために、Ａ／Ｄ変換器において２次サンプリングを行なうことで周波数軸上の折り返しを防ぎ、Ａ／Ｄ変換出力からディジタル信号処理により本来必要な欠損した側の相補局発周波数による周波数変換出力を生成するような構成にしている。

【０２１７】

図３４は第２３の実施の形態に係る受信回路の構成を示すブロック図である。図３４において、１は受信信号を受ける空中線、９６は受信信号を所定の周波数帯域で波形整形する帯域フィルタである受信帯域フィルタ、１１は受信信号を入力とする直交復調器、４は局部周波数信号発生回路、８６は直交復調器１１からの一方の出力信号（Ｉ）の高周波帯域をカットする第１のローパスフィルタ、８７は直交復調器１１からの上記一方の出力信号（Ｉ）の高周波帯域をカットする第２のローパスフィルタ、９０は第１のローパスフィルタ出力をＡ／Ｄ変換する第１のＡ／Ｄ変換器、９１は第２のローパスフィルタ出力をＡ／Ｄ変換する第２のＡ／Ｄ変換器、９２はこれら第１および第２のＡ／Ｄ変換器９０、９１に受信信号の持つ帯域幅に相当する周波数以上のクロックを発生してサンプリングパルスとして提供する機能を有するサンプリング信号発生源、９７はサンプリング信号発生源９２からのサンプリングクロック信号をオフセットして第２のＡ／Ｄ変換器９１に供給する遅延回路である。また、直交復調器１１の他方の出力信号Ｑは、上記フィルタ８６、８７、第１および第２のＡ／Ｄ変換器９０、９１、サンプリング信号発生源９２、遅延回路９７により構成されるＩ軸側回路部分と同一構成のＱ軸側回路部分に与えられる。Ｑ軸側回路部分を構成する要素はＩ軸側の参照番号にダッシュを付して対応を示している。９３はＩ軸側とＱ軸側双方の第１および第２のＡ／Ｄ変換器９０、９０’、９１、、９１’のディジタル出力データから希望する受信チャネル信号を抽出する演算器である。なお、２つのローパスフィルタ８６、８７を設ける代わりに、単一のローパスフィルタ（例えばローパスフィルタ８６）を２つのＡ／Ｄ変換器９０、９１に共用すべく、ローパスフィルタの出力をＡ／Ｄ変換器９０、９１の入力に接続することができる。

【０２１８】

次に上記第２３の実施の形態の動作原理および作用について説明する。図３４において、空中線１で受信された受信信号は受信帯域フィルタ９６を通って対象とする帯域内信号群になった後、直交復調器１１によりＩ軸成分とＱ軸成分とが抽出される。このＩ軸成分の信号は第１および第２のローパスフィルタ８６、８７で高域の不要周波数成分を除去された後、第１および第２のＡ／Ｄ変換器９０、９１に入力される。Ａ／Ｄ変換器９０、９１におけるＡ／Ｄ変換動作に当たっては、サンプリング信号発生源９２からのサンプリング信号が、第１のＡ／Ｄ変換器９０へはそのまま供給され、また第２のＡ／Ｄ変換器９１へ

は周波数オフセット処理を受けてから供給されてサンプリング動作を行なう。Ｑ軸成分についても同様のサンプリングが行なわれる。そして、このサンプリング動作を経て得られたディジタルデータは演算器９３へ送られてディジタル信号処理が行なわれ、ベースバンド出力が得られる。

【０２１９】

図３５は、この第２３の実施の形態において、直交する２信号をＡ／Ｄ変換する場合の直交サンプリングの一例を説明する図であり、図３５に示す構成は図３４に示す受信帯域フィルタ９６以下Ｉ軸側回路部分の第１および第２のＡ／Ｄ変換器９０、９１までの構成を、各部位において流れる信号を明らかにしつつ表したものであり、Ｑ軸側回路部分は図示省略している。図３５中、Ｔｓ１はサンプリング周期を表す。

【０２２０】

この実施の形態において、周波数変換はオフセット周波数ωｏを含むので出力信号にはオフセット残量ωｏが存在する。この状態では前記第２２の実施の形態においても説明した通り、オフセット周波数ωｏを搬送波とし伝送速度ωｏを持つスペクトルの信号帯域ができる。このとき、シャノンの２次サンプリング定理は信号帯域幅以上のサンプリング周波数を持ち、遅延τを施したパルス列をも加えることにより本来の信号の持つ情報量をもれなくサンプリングすることができるというものである。したがって、ロールオフ率０．５以下の場合は上記の信号ｆｂ（ｔ）の周波数帯域幅は３ωｏ程度であるのでサンプリング周波数は３ωｏとすることができる。遅延時間τは、前述の通り、信号ｆｂ（ｔ）の位相π以外の値であればよい。特に、

τ＝π／２

とすれば出力はＩＱ直交平面を形成することができる。

【０２２１】

以上から、信号ｆ（ｔ）はＩＱ直交平面上の点としてサンプリングされるので信号の回転方向などの情報が確保でき、且つ周波数軸の正負連続性が保存されてディジタル化できる。したがって、この受信回路のディジタル信号出力をディジタル信号処理により正負どちらの周波数変換もすることが可能となる。すなわち、マイナス２ωｏのディジタル周波数変換を施すことで信号ｆＩ（ωｏｔ）とｆＱ（ωｏｔ）から信号ｆＩ（－ωｏｔ）とｆＱ（－ωｏｔ）とを得ることが可能となる。この結果、上記方法によれば、コンプリメンタリな局部発振周波数による双対の周波数変換器は、一方のみで済むことになり、高周波回路が約１／２に簡素化でき消費電力も軽減される。なお、Ａ／Ｄ変換器を１基としサンプリングパルスは統合して供給することも等価であることは言うまでもない。すなわち、図２５の例では、第１のＡ／Ｄ変換器９０と第２のＡ／Ｄ変換器９１とを１基のＡ／Ｄ変換器とし、第１のＡ／Ｄ変換器９０のサンプリングパルスと第２のＡ／Ｄ変換器９１の遅延パルス列によるサンプリングパルスを１基のＡ／Ｄ変換器の有する共通のサンプリング入力部から受けるようにし、ディジタル出力データ出力部を２系統設け、遅延されないサンプリングパルスによるディジタル出力データの出力と遅延されたサンプリングパルスによるディジタル出力データの出力とを分離して提供するようにした受信回路も構成することができる。

【０２２２】

（実施の形態２４）

図３６および図３７は本発明の第２４の実施の形態における受信回路の構成および動作原理を説明する図である。この第２４の実施の形態においても、上記第１８および第２３の実施の形態におけると同様の考えに基づくもので直交復調器の数を１基に減らして電力削減や装置の簡素化を達成しようとするものである。ただし、Ａ／Ｄ変換器を複数（２基以上）備え、これらのＡ／Ｄ変換器において２次サンプリングを行なうことで周波数軸上の折り返しを防ぎ、Ａ／Ｄ変換出力からディジタル信号処理により本来必要な欠損した側の相補局発周波数による周波数変換出力を生成するような構成にしている。

【０２２３】

図３６は本発明の第２４の実施の形態に係る受信回路の構成を示すブロック図である。図

３６において、１は受信信号を受ける空中線、９は受信信号を所定の周波数帯域で波形整形する帯域フィルタである受信帯域フィルタ、１１は受信信号を入力とする直交復調器、４は局部周波数信号発生回路、８６は直交復調器１１からの一方の出力信号（Ｉ）の高周波帯域をカットする第１のローパスフィルタ、８７ａ～８７ｍは直交復調器１１からの上記一方の出力信号（Ｉ）の高周波帯域をカットすべく、後述の第２以降のＡ／Ｄ変換器の個数に合わせて複数個設けられた第２以降のローパスフィルタ、９０は第１のローパスフィルタ８６の出力をＡ／Ｄ変換する第１のＡ／Ｄ変換器、９１ａ～９１ｍは第２以降のローパスフィルタ８７ａ～８７ｍの出力をＡ／Ｄ変換すべく複数個設けられた第２以降のＡ／Ｄ変換器、９２はこれら第１および第２以降のＡ／Ｄ変換器９０、９１ａ～９１ｍに受信信号の持つ帯域幅に相当する周波数以上のクロックを発生してサンプリングパルスとして提供する機能を有するサンプリング信号発生源、９７ａ～９７ｍはサンプリング信号発生源９２からのサンプリングクロック信号をオフセットして第２以降のＡ／Ｄ変換器９１ａ～９１ｍのそれぞれに入力すべく複数個設けられた遅延回路である。図３６においても、図３４と同様に直交復調器１１の一方の出力（Ｉ）はＩ軸側回路部分に、他方の出力信号（Ｑ）は、上述の構成のＩ軸側回路部分と同様のＱ軸側回路部分１０５に供給される。９３は前記第１および第２以降のＡ／Ｄ変換器９０、９１ａ～９１ｍのディジタル出力データから希望する受信チャネル信号を抽出する演算器である。なお、この実施の形態においては、第２以降のＡ／Ｄ変換器９１ａ～９１ｍの個数はｍ個とする。他のローパスフィルタ８７、遅延回路９７についても同様である。

【０２２４】

次に上記第２４の実施の形態の動作原理および作用について説明する。図３６において、空中線１で受信された受信信号は受信帯域フィルタ９６を通って対象とする帯域内信号群になった後、直交復調器１１によりＩ軸成分とＱ軸成分とが抽出される。このＩ軸成分の信号は第１および第２以降のローパスフィルタ８６、８７ａ～８７ｍで高域の不要周波数成分を除去された後、第１および第２以降のＡ／Ｄ変換器９０、９１ａ～９１ｍに入力される。Ａ／Ｄ変換器９０、９１ａ～９１ｍにおけるＡ／Ｄ変換動作に当たっては、サンプリング信号発生源９２からのサンプリング信号が、第１のＡ／Ｄ変換器９０へはそのまま供給され、また複数個設けられた第２以降のＡ／Ｄ変換器９１ａ～９１ｍへは各対応する遅延回路９７ａ～９７ｍによる周波数オフセット処理を受けてから供給されてサンプリング動作を行なう。Ｑ軸成分についても同様のサンプリングが行なわれる。そして、このサンプリング動作を経て得られたＩ軸側とＱ軸側のディジタルデータは演算器９３へ送られて、ディジタル信号処理が行なわれ、ベースバンド出力が得られる。

【０２２５】

図３７は、この第２４の実施の形態において、直交する２信号をＡ／Ｄ変換する場合の直交サンプリングの一例を説明する図であり、図３７に示す構成は図３６に示す構成の受信帯域フィルタ９６以下Ｉ軸側回路部分の第１および第２以降のＡ／Ｄ変換器９０、９１ａ～９１ｍまでの構成を、各部位において流れる信号を明らかにしつつ表したものである。図３７中、Ｔｓ１はサンプリング周期を表す。

【０２２６】

この実施の形態において、遅延時間を異にする（ｍ＋１）個のＡ／Ｄ変換器により（ｍ＋１）次のサンプリングが行なわれる。したがって、ディジタル変調を多重化して伝送する場合の信号に対して高周波回路を簡略化することができる。この結果、上記方法によれば、複雑に多重化されたディジタル変調信号に対してもコンプリメンタリな局部発振周波数による双対の周波数変換器は、一方のみで対処できることになり、高周波回路が約１／２に簡素化でき消費電力も軽減される。なお、Ａ／Ｄ変換器を１基としサンプリングパルスは統合して供給することも等価であることは言うまでもない。

【０２２７】

（実施の形態２５）

図３８は本発明の第２５の実施の形態における受信回路の構成を示すブロック図である。図３８において、符号１は空中線、８１は空中線１から受信された受信信号を受ける受信

入力回路、８８は受信信号についてゲイン調整を行なう利得制御（ＡＧＣ：オートゲインコントロール）回路、９０は利得制御回路８８からの出力信号をＡ／Ｄ変換する第１のＡ／Ｄ変換器、９１は周波数変換器８４からの出力信号を上記第１のＡ／Ｄ変換器９０とは別系統の信号として受けこの信号をＡ／Ｄ変換する第２のＡ／Ｄ変換器、９２はこれら第１および第２のＡ／Ｄ変換器９０、９１に受信信号の持つ帯域幅に相当する周波数以上のクロックを発生する機能と、サンプリングクロックパルス列に遅延パルス列を付加する機能と、サンプリングクロックパルス列と遅延パルス列とを前記第１および第２のＡ／Ｄ変換器９０、９１のサンプリングパルスとして提供する機能とを有するサンプリング信号発生源、９３は前記第１および第２のＡ／Ｄ変換器９０、９１のディジタル出力データから希望する受信チャネル信号を抽出する演算器である。受信入力部８１は、増幅回路９４と、帯域フィルタ（受信帯域）９６とから構成されている。また、利得制御回路８８と第２のＡ／Ｄ変換器９１との間には移相器９９が設けられている。

【０２２８】

次に上記第２５の実施の形態の動作原理および作用について説明する。空中線１から受信される信号群は受信帯域フィルタ９６を含む受信入力回路８１により通信チャネル帯域のみの信号となる。この信号は利得制御回路８８によりゲイン調整されて所定のレベルの信号になり、第１のＡ／Ｄ変換器９０に供給される。ここで、サンプリング信号発生源９２から周波数ωｏのｎ倍の周波数（ｎは整・・数）のパルス群と、遅延を施した同一周波数のパルス群の合わされたパルス群によるサンプリングパルスを得る。これにより、受信信号は、第１のＡ／Ｄ変換器９０により２次サンプリング作用を得て希望チャネル信号を中心とするデータに変換され、演算器９３に供給される。

【０２２９】

利得制御回路８８により所定のレベルの信号にゲイン調整された受信信号は別系統の信号線を通して移相器９９による移相処理作用を受けながら第２のＡ／Ｄ変換器９１に供給される。ここで、サンプリング信号発生源９２から周波数ωｏのｎ倍の周波数（ｎは整数）のパルス群と、遅延を施した同一周波数のパルス群の合わされたパルス群によるサンプリングパルスを得る。これにより、第２のＡ／Ｄ変換器９１は２次サンプリング作用を得て希望チャネル信号を中心とするデータに変換され、演算器９３に供給される。演算器９３においては、双方のデータより周波数ωｃ－ωｏで周波数変換を行なった場合の情報を生成するとともに相関演算を行ない、希望信号を共通波として抽出する。

【０２３０】

図３９はこの第２５の実施の形態におけるサンプリング信号発生源９２の動作の一例を説明するために図３８に表された構成を一方のＡ／Ｄ変換器（たとえば９０）、サンプリング信号発生源９２および演算器９３以外の部分を簡略化して表した概略ブロック図である。図３９の例ではサンプリング信号発生源９２からは周波数ωｏのｎ倍の周波数（ｎは整数）のパルス群が生成せしめられ、また遅延回路はωｏに対してτ時間の遅延操作を行なってサンプリングクロック発生器からのパルス列に付加する。

【０２３１】

図４０はこの第２５の実施の形態におけるサンプリング信号発生源９２の動作の別の例を説明するために図３８に表された構成を第１のＡ／Ｄ変換器９０、サンプリング信号発生源９２および演算器９３以外の部分を簡略化して表した概略ブロック図である。図４０の例ではサンプリング信号発生源９２からは周波数ωｏのｎ倍の周波数（ｎは整数）のパルス群が生成せしめられ、また遅延回路はωｏに対してπ／２時間の遅延操作を行ない、サンプリングクロック発生器からのパルス列と、遅延パルス列を付加する回路からの遅延パルス列とを、特に希望チャネル信号の周波数のπ／２に相当する位相差時間としている。

【０２３２】

図４１はこの第２５の実施の形態におけるサンプリング信号発生源９２の動作の別の例を説明するために図３８に表された構成を第１のＡ／Ｄ変換器９０、サンプリング信号発生源９２および演算器９３以外の部分を簡略化して表した概略ブロック図である。図４１の例ではサンプリング信号発生源９２からは周波数ωｏのｎ倍の周波数（ｎは整数）のパル

ス群が生成せしめられ、また遅延回路はωｏに対してπ／２時間の遅延操作を複数回行ない、サンプリングクロック発生器からのパルス列と、遅延パルス列を付加する回路からの遅延パルス列とを、特に希望チャネル信号の周波数のπ／２に相当する位相差時間とする遅延パルスを複数列発生させている。

【０２３３】

以上から本実施の形態によれば受信信号の搬送周波数ではなく、その帯域幅に基づく周波数をＡ／Ｄ変換器のサンプリングクロック周波数とすることで、仮にそのサンプリング周波数成分が空中に漏洩しても当該通信に妨害を与えることはなく、受信信号入力回路８１に組み込まれている受信帯域フィルタ９６で容易に漏洩を防止することができる。さらに、サンプリング周波数は搬送波周波数よりもはるかに低いことから、回路の消費電力を支配する周波数が低くてすむことが明らかである。また、受信回路にはアナログ方式の周波数変換回路が全く存在しないので、これに関わる能動素子やフィルタ素子が全く不要になる。Ａ／Ｄ変換器９０、９１およびその後のディジタル信号処理回路はすべてを集積回路化でき、小型化できる上に集積回路内部での配線要領が微小で済むことにともなう消費電力の低減効果が大である。以上より、本実施の形態は局部発振周波数の漏洩に起因する通信妨害を発生することなく、受信系の電力を低減し、受信回路を簡素化　し、消費電力を低減することができる。

【０２３４】

（実施の形態２６）

次に本発明の第２６の実施の形態について説明する。これまでの移動体通信装置の受信回路では高周波回路部分を削減し消費電力を低減するための改良が種々なされてきているが、いずれも決定的な改善には至っていない。ここで、図４２として日本標準ディジタル方式自動車電話システムの周波数配置概観図を示す。図４２において、たとえば、日本標準の一例であるＰＤＣの８１０ＭＨｚ～８２６ＭＨｚでは６４０波が包含される。すなわち、２５ＫＨｚで１２００チャネルが並ぶことになる。この周波数帯に対して直接にサンプリングをすることは甚だ無駄が多い。なぜなら、伝送情報が収容されるチャネルの帯域幅は２３ＫＨｚと狭く、情報量は少ない。したがって、受信した無線帯域信号を直にその搬送波周波数帯域である８００ＭＨｚを相手にサンプリングすれば、数ＧＨｚ（ギガヘルツ）のサンプリングが必要になる計算であるが、情報量は２５ＫＨｚしかないことになり、殆どのサンプリングデータは冗長となる。

【０２３５】

本実施の形態の受信装置は、受信信号を直接Ａ／Ｄ変換器に加える方法を実現し、周波数変換器の削除を可能にしたものである。

【０２３６】

シャノンの標本化定理により、任意の時間関数ｆ（ｔ）を規定するために必要な標本の時間間隔の最大値を均等標本の場合について考えるとき、次の式で表され、これはよく知られたオーバーサンプリングの定理となる。

【０２３７】

【数６３】

$$f(t)=\sum_{n=-\infty}^{\infty} f\left(\frac{n}{2W}\right)\frac{\sin(2\pi Wt-n\pi)}{2\pi Wt-n\pi}$$

【０２３８】

ここで、周波数Ｗは時間関数ｆ（ｔ）が含む周波数成分の上限、すなわちこの場合では８２６ＭＨｚを示す。したがって、サンプリング速度は８２６ＭＨｚの２倍以上の、数ギガＳ／ｓのものとなる。ここで、スペクトルがｆ１からｆ２に限定される場合について考える。この場合にシャノンの２次標本化定理を用いた式は次式となる。

【０２３９】

【数６４】

$$f(t)=\frac{T}{\pi}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\left\{f(nT)\frac{\sin(\pi/T)(t-nT)}{2\pi Wt-n\pi}\cos\pi(f1+f2)(t-nT)\right.$$

$$\left.+fq(nT)\frac{\sin(\pi/T)(t-nT)}{2\pi Wt-n\pi}\sin\pi(f1+f2)(t-nT)\right\}$$

fq(t) ：f(t)のすべてのスペクトルの位相をπ／2だけずらせたもの

この式は、標本間隔
Ｔ＝１／（ｆ２－ｆ１）
ごとにｆ（ｔ）とｆｑ（ｔ）の値をサンプリングすれば原信号ｆ（ｔ）が完全に表現できることを示す。したがって、
ｆ２－ｆ１＝Ｗ（Ｈｚ）
とするとき、サンプリング時間間隔は１／Ｗで、ｆ（ｔ）とｆｑ（ｔ）を交互にサンプリングすればよい。すなわち、受信入力回路に設けたフィルタの帯域幅が２５ｋＨｚであれば２５ｋＨｚのサンプリング速度で対処できる。実際に受信入力回路に設けたフィルタは隣接するチャネルをすべて含んだ状態で設計するので、その帯域幅は、
８２６（ＭＨｚ）－８１０（ＭＨｚ）＝１６（ＭＨｚ）
の１６ＭＨｚ幅となり、サンプリング速度は１５ＭＳ／ｓとなる。この受信信号の配置状況を図４３に示す。この図４３は日本標準ディジタル方式自動車電話システムのチャネル配置概観図である。

【０２４０】

図４４は本発明の第２６の実施の形態における受信回路の構成を示すブロック図である。図４４において、符号１は空中線、８１は空中線１から受信された受信信号を受ける受信入力回路、８８は受信信号についてゲイン調整を行なう利得制御回路、９０は利得制御回路８８からの出力信号をＡ／Ｄ変換するＡ／Ｄ変換器、９２はこのＡ／Ｄ変換器９０に受信信号の持つ帯域幅に相当する周波数以上のクロックを発生するサンプリングクロック発生部９２ａと、サンプリングクロックパルス列に遅延パルス列を付加する遅延パルス付加部９２ｂと、サンプリングクロックパルス列と遅延パルス列とを前記Ａ／Ｄ変換器９０のサンプリングパルスとして提供するパルス加算部９２ｃとを有するサンプリング信号発生源、９３は前記Ａ／Ｄ変換器９０のディジタル出力データから希望する受信チャネル信号を抽出する演算器である。受信入力部８１は、増幅回路９４と、受信帯域フィルタ９６とから構成されている。

【０２４１】

次に上記第２６の実施の形態の動作原理および作用について説明する。空中線１から受信される信号群は受信帯域フィルタ９６を含む受信入力回路８１により通信チャネル帯域のみの信号となる。この信号は利得制御回路８８によりゲイン調整されて所定のレベルの信号になり、Ａ／Ｄ変換器９０に供給される。ここで、サンプリング信号発生源９２から周波数ｆｏのｎ倍の周波数（ｎは整数）のパルス群と、遅延を施した同一周波数のパルス群の合わされたパルス群によるサンプリングパルスを得る。これにより、受信信号は、Ａ／Ｄ変換器９０は２次サンプリング作用を得て希望チャネル信号を中心とするデータに変換され、演算器９３に供給される。このデータにより演算器９３においては、周波数ｆｃ－ｆｏで周波数変換を行なった場合の情報を生成するとともに相関演算を行ない希望信号を共通波としてＢＰＳＫ信号を抽出する。

【０２４２】

以上から、本実施の形態によれば、主として複数のチャネルを有するＢＰＳＫ方式のディ

ジタル変調方式を持つ通信システムなどにおいて、周波数変換器を用いずに希望波チャネルを受信することができ、電力の低減、回路の簡素化を可能にした受信回路を実現することができる。なお、この第２６の実施の形態においては、Ａ／Ｄ変換器９０を１基用いてＡ／Ｄ変換処理を行なう構成としているが、２基のＡ／Ｄ変換器を並列配置して２種類のサンプリングパルス列を別けて供給し、ディジタル信号信号出力を得た後合成する方式によってもよい。

【０２４３】

（実施の形態２７）

図４５は本発明の第２７の実施の形態における受信回路の構成を示すブロック図である。図４５において、符号１は空中線、８１は空中線１から受信された受信信号を受ける受信入力回路、８８は受信信号についてゲイン調整を行なう利得制御回路、９０は利得制御回路８８からの出力信号をＡ／Ｄ変換する第１のＡ／Ｄ変換器、９１は第２の利得制御回路８８からの出力信号を上記第１のＡ／Ｄ変換器９０とは別系統の信号として受けこの信号をＡ／Ｄ変換する第２のＡ／Ｄ変換器、９２はこれら第１および第２のＡ／Ｄ変換器９０に受信信号の持つ帯域幅に相当する周波数以上のクロックを発生するサンプリングクロック発生部９２ａと、サンプリングクロックパルス列に遅延パルス列を付加する遅延パルス付加部９２ｂと、サンプリングクロックパルス列と遅延パルス列とを前記Ａ／Ｄ変換器９０のサンプリングパルスとして提供するパルス加算部９２ｃとを有するサンプリング信号発生源、９３は前記Ａ／Ｄ変換器９０のディジタル出力データから希望する受信チャネル信号を抽出する演算器、９９は上記利得制御回路８８の出力を受けて移相処理を行ない、これによって得られた信号を第２のＡ／Ｄ変換器９２に送付する移相器である。受信入力部８１は、増幅回路９４と、受信帯域フィルタ９６とから構成されている。

【０２４４】

次に上記第２７の実施の形態の動作原理および作用について説明する。空中線１から受信される信号群は受信帯域フィルタ９６を含む受信入力回路８１により通信チャネル帯域のみの信号となる。この信号は利得制御回路８８によりゲイン調整されて所定のレベルの信号になる。利得制御回路８８の出力は２系統に分配される。１つの系統は第１のＡ／Ｄ変換器９０に入力され、受信信号の持つ帯域幅に相当する周波数以上のクロックパルス列、すなわち周波数ｆｏのｎ倍の周波数（ｎは整数）のパルス群と、遅延を施した同一周波数のパルス群の合わされたパルス群によるサンプリングパルスをサンプリング信号発生器９２から受け、サンプリング制御される。第１のＡ／Ｄ変換器９０は上記第２６の実施の形態におけるＡ／Ｄ変換器と全く同様なディジタル信号出力を生成し、これを演算器９３に供給する。

【０２４５】

他方、利得制御回路８８の出力はもう１つの系統（第２の系統）に分配される。第２の系統は移相器９９に接続し、この移相器９９で受信信号は９０度の位相変化を与えられる。この移相処理をされた信号は、第２のＡ／Ｄ変換器９１に入力され、受信信号の持つ帯域幅に相当する周波数以上のクロックパルス列、すなわち周波数ｆｏのｎ倍の周波数（ｎは整数）のパルス群と、遅延を施した同一周波数のパルス群の合わされたパルス群によるサンプリングパルスをサンプリング信号発生器９２から受け、サンプリング制御される。演算器９３においては、周波数ｆｃ－ｆｏで周波数変換を行なった場合の情報を生成するとともに相関演算を行ない希望信号を共通波としてＢＰＳＫ信号を抽出する。この結果、第２のＡ／Ｄ変換器９１のディジタル出力から、演算器９３により抽出されるＢＰＳＫ信号は、第１のＡ／Ｄ変換器９０側の出力と９０度の位相差をもつ情報である。この２種類の情報はＱＰＳＫ信号系を形成している。よって、以上からＱＰＳＫ系の通信方式の信号に関して復調ができることを示している。

【０２４６】

以上から、本実施の形態によれば、主として複数のチャネルを有するＱＰＳＫ方式のディジタル変調方式を持つ通信システムなどにおいて、周波数変換器を用いずに希望波チャネルを受信することができ、電力の低減、回路の簡素化を可能にした受信回路を実現するこ

とができる。

【０２４７】

（実施の形態２８）

図４６は本発明の第２８の実施の形態における受信回路の構成を示すブロック図である。この実施の形態は、本発明の根幹をなす局部周波数相補オフセット型直接周波数変換方式に加えたもので、単一の直接直交検波回路を基本とする受信回路によりスペース・ダイバーシティ機能を実現する。図４６において、符号１は空中線であり第１の空中線１ａと第２の空中線１ｂの複数の空中線からなる。８１は第１の空中線１ａから受信された第１の受信信号を受ける第１の受信入力回路、８２は第２の空中線１ｂから受信された第２の受信信号を受ける第２の受信入力回路、８３は第１の受信入力回路８１からの受信信号を入力して周波数変換を行なう第１の周波数変換器、８４は第２の受信入力回路８２からの受信信号を入力して周波数変換を行なう第２の周波数変換器、８５は第１および第２の周波数変換器８３、８４のそれぞれにに希望波搬送波周波数にチャネル間隔周波数の１／２の周波数オフセットを施した周波数で出力を提供する局部発振器、８６は第１の周波数変換器８３の出力信号の高周波帯域をカットする第１のローパスフィルタ、８７は第２の周波数変換器８４の出力信号の高周波帯域をカットする第２のローパスフィルタ、８８は第１の受信信号についてゲイン調整を行なう第１の利得制御（ＡＧＣ：オートゲインコントロール）回路、８９は第２の受信信号についてゲイン調整を行なう第２の利得制御回路、９０は第１の周波数変換器８３からの出力信号をＡ／Ｄ変換する第１のＡ／Ｄ変換器、９１は第２の周波数変換器８４からの出力信号をＡ／Ｄ変換する第２のＡ／Ｄ変換器、９２はこれら第１および第２のＡ／Ｄ変換器９０、９１に受信信号の持つ帯域幅に相当する周波数以上のクロックを発生する機能と、サンプリングクロックパルス列に遅延パルス列を付加する機能と、サンプリングクロックパルス列と遅延パルス列とを前記第１および第２のＡ／Ｄ変換器９０、９１のサンプリングパルスとして提供する機能とを有するサンプリング発生源、９３は前記第１および第２のＡ／Ｄ変換器９０、９１のディジタル出力データから希望する受信チャネル信号を抽出する演算器である。第１および第２の受信入力部８１は、それぞれ増幅回路９４、９５と、受信帯域フィルタ（バンドパス・フィルタ）９６、９７とから構成されている。

【０２４８】

次に上記第２８の実施の形態の動作原理および作用について説明する。第１の空中線１ａから受信される信号群は受信帯域フィルタ９６により通信チャネル帯域のみの信号となり、第１の周波数変換器８３によりオフセットの加えられた局部発振周波数ｆｃ＋ｆｏで周波数変換される。この局部発振周波数は局部発振器８５より供給される。この結果、第１のローパスフィルタ８６には周波数２ｆｃ＋ｆｏと周波数－ｆｏの出力が供給されるが、低域通過特性により周波数－ｆｏの信号が取り出される。この信号は第１の利得制御回路８８により所定のレベルの信号になり、第１のＡ／Ｄ変換器９０に供給される。ここで、サンプリング発生源９２から周波数ｆｏのｎ倍の周波数（ｎは整数）のパルス群と、遅延を施した同一周波数のパルス群の合わされたパルス群によるサンプリングパルスを得る。これにより、第１のＡ／Ｄ変換器９０は２次サンプリング作用を得て希望チャネル信号を中心とするデータに変換され、演算器９３に供給される。

【０２４９】

第２の空中線１ｂから受信される信号群は受信帯域フィルタ９７により通信チャネル帯域のみの信号となり、第２の周波数変換器８４によりオフセットの加えられた局部発振周波数ｆｃ＋ｆｏで周波数変換される。この局部発振周波数は局部発振器８５より供給される。この結果、第２のローパスフィルタ８７には周波数２ｆｃ＋ｆｏと周波数－ｆｏの出力が供給されるが、低域通過特性により周波数－ｆｏの信号が取り出される。この信号は第２の利得制御回路８９により所定のレベルの信号になり、第２のＡ／Ｄ変換器９１に供給される。ここで、サンプリング発生源９２から周波数ｆｏのｎ倍の周波数（ｎは整数）のパルス群と、遅延を施した同一周波数のパルス群の合わされたパルス群によるサンプリングパルスを得る。これにより、第２のＡ／Ｄ変換器９１は２次サンプリング作用を得て希

望チャネル信号を中心とするデータに変換され、演算器９３に供給される。演算器９３においては、双方のデータより周波数ｆｃ－ｆｏで周波数変換を行なった場合の情報を生成するとともに相関演算を行ない、希望信号を共通波として抽出する。

【０２５０】

（実施の形態２９）

図４７は本発明の第２９の実施の形態における受信回路の構成を示すブロック図である。この実施の形態に係る受信回路は、上記第２８の実施の形態に係る受信装置と殆ど同様の構成を有するから同一の部分については同じ符号を付することにより詳細な説明を省略する。この第２９の実施の形態においては、局部発振器が２基設けられている。一方の局部発振器８５ａは第２８の実施の形態の局部発振器８５と同一であり、この局部発振器８５ａは第１の周波数変換器８３に接続されて当該周波数変換器８３に局部発振周波数ｆｃ＋ｆｏを供給する。もう一方の局部発振器８５ｂは第２の周波数変換器８４に接続されて当該周波数変換器８４に局部発振周波数ｆｃ－ｆｏを供給する構成となっている。

【０２５１】

次に上記第２９の実施の形態の動作原理および作用について説明する。第１の空中線１ａから受信される信号群は受信帯域フィルタ９６により通信チャネル帯域のみの信号となり、第１の周波数変換器８３によりオフセットの加えられた局部発振周波数ｆｃ＋ｆｏで周波数変換される。この局部発振周波数は局部発振器８５ａより供給される。この結果、第１のローパスフィルタ８６には周波数２ｆｃ＋ｆｏと周波数－ｆｏの出力が供給されるが、低域通過特性により周波数－ｆｏの信号が取り出される。この信号は第１の利得制御回路８８により所定のレベルの信号になり、第１のＡ／Ｄ変換器９０に供給される。ここで、サンプリング発生源９２から周波数ｆｏのｎ倍の周波数（ｎは整数）のパルス群と、遅延を施した同一周波数のパルス群の合わされたパルス群によるサンプリングパルスを得る。これにより、第１のＡ／Ｄ変換器９０は２次サンプリング作用を得て希望チャネル信号を中心とするデータに変換され、演算器９３に供給される。

【０２５２】

第１の空中線１ｂから受信される信号群は受信帯域フィルタ９７により通信チャネル帯域のみの信号となり、第２の周波数変換器８４によりオフセットの加えられた局部発振周波数ｆｃ－ｆｏで周波数変換される。この局部発振周波数は局部発振器８５より供給される。この結果、第２のローパスフィルタ８７には周波数２ｆｃ－ｆｏと周波数ｆｏの出力が供給されるが、低域通過特性により周波数ｆｏの信号が取り出される。この信号は第２の利得制御回路８９により所定のレベルの信号になり、第２のＡ／Ｄ変換器９１に供給される。ここで、サンプリング発生源９２から周波数ｆｏのｎ倍の周波数（ｎは整数）のパルス群と、遅延を施した同一周波数のパルス群の合わされたパルス群によるサンプリングパルスを得る。これにより、第２のＡ／Ｄ変換器９１は２次サンプリング作用を得て希望チャネル信号を中心とするデータに変換され、演算器９３に供給される。演算器９３においては、双方のデータより周波数ｆｃ－ｆｏで周波数変換を行なった場合の情報を生成するとともに相関演算を行ない、希望信号を共通波として抽出する。

【０２５３】

（実施の形態３０）

図４８は本発明の第３０の実施の形態における受信回路の構成を示すブロック図である。この実施の形態に係る受信回路は、上記第２８および第２９の実施の形態に係る受信装置と基本的に同じ構成を有し、さらに構成を簡略化したものである。よって上記２つの実施の形態と同一の部分については同じ符号を付し、簡単に構成の説明をする。

【０２５４】

図４８において、符号１は空中線であり第１の空中線１ａと第２の空中線１ｂの複数の空中線からなる。８１は第１の空中線１ａから受信された第１の受信信号を受ける第１の受信入力回路、８２は第２の空中線１ｂから受信された第２の受信信号を受ける第２の受信入力回路、８８は第１の受信信号についてゲイン調整を行なう第１の利得制御回路、８９は第２の受信信号についてゲイン調整を行なう第２の利得制御回路、９０は第１の利得制

御回路８８からの出力信号をＡ／Ｄ変換する第１のＡ／Ｄ変換器、９１は第２の利得制御回路８９からの出力信号をＡ／Ｄ変換する第２のＡ／Ｄ変換器、９２はこれら第１および第２のＡ／Ｄ変換器９０、９１に受信信号の持つ帯域幅に相当する周波数以上のクロックを供給する機能と、サンプリングクロックパルス列に遅延パルス列を付加する機能と、サンプリングクロックパルス列とその遅延パルス列とを前記第１および第２のＡ／Ｄ変換器９０、９１のサンプリングパルスとして提供する機能とを有するサンプリング発生源、９３は前記第１および第２のＡ／Ｄ変換器９０、９１のディジタル出力データから希望する受信チャネル信号を抽出する演算器である。第１および第２の受信入力部８１は、それぞれ増幅回路９４、９５と、受信帯域フィルタ　９６、９７とから構成されている。

【０２５５】

次に上記第３０の実施の形態の動作原理および作用について説明する。第１の空中線１ａから受信される信号群は受信帯域フィルタ９６により通信チャネル帯域のみの信号となり、この信号は第１の利得制御回路８８により所定のレベルの信号になり、第１のＡ／Ｄ変換器９０に供給される。ここで、サンプリング発生源９２から周波数ｆｏのｎ倍の周波数（ｎは整数）のパルス群と、遅延を施した同一周波数のパルス群の合わされたパルス群によるサンプリングパルスを得る。これにより、第１のＡ／Ｄ変換器９０は２次サンプリング作用を得て希望チャネル信号を中心とするデータに変換され、演算器９３に供給される。

【０２５６】

第２の空中線１ｂから受信される信号群は受信帯域フィルタ９７により通信チャネル帯域のみの信号となり、この信号は第２の利得制御回路８９により所定のレベルの信号になり、第２のＡ／Ｄ変換器９１に供給される。ここで、サンプリング発生源９２から周波数ｆｏのｎ倍の周波数（ｎは整数）のパルス群と、遅延を施した同一周波数のパルス群の合わされたパルス群によるサンプリングパルスを得る。これにより、第２のＡ／Ｄ変換器９１は２次サンプリング作用を得て希望チャネル信号を中心とするデータに変換され、演算器９３に供給される。演算器９３においては、双方のデータより周波数ｆｃ－ｆｏで周波数変換を行なった場合の情報を生成するとともに相関演算を行ない、希望信号を共通波として抽出する。

【０２５７】

以上から、本実施の形態によれば、本発明の根幹をなす局発周波数相補オフセット型周波数変換方式に加えたスペース・ダイバーシティ機能を実現することができる。

【０２５８】

【発明の効果】

本発明は、上記各実施の形態から明らかなように、通信システムの有するチャネルの間の谷間となる周波数を受信機の局部周波数として直接周波数変換を行なうとともに、その出力信号に生じる周波数オフセットおよび隣接チャネルの信号が混入するのを防ぐことができるので、結果として受信系の電力を低減し、回路を簡素化し、消費電力を低減することができる。

【図面の簡単な説明】

【図１】本発明の第１の実施の形態における受信回路の構成を示すブロック図

【図２】本発明の第２の実施の形態における受信回路の構成を示すブロック図

【図３】本発明の第３の実施の形態における受信回路の構成を示すブロック図

【図４】本発明の第４の実施の形態における受信回路の構成を示すブロック図

【図５】本発明の第５の実施の形態における受信回路の構成を示すブロック図

【図６】本発明の第６の実施の形態における受信回路の構成を示すブロック図

【図７】本発明の第７の実施の形態における受信回路の構成を示すブロック図

【図８】本発明の第８の実施の形態における受信回路の構成を示すブロック図

【図９】本発明の第９の実施の形態における受信回路の構成を示すブロック図

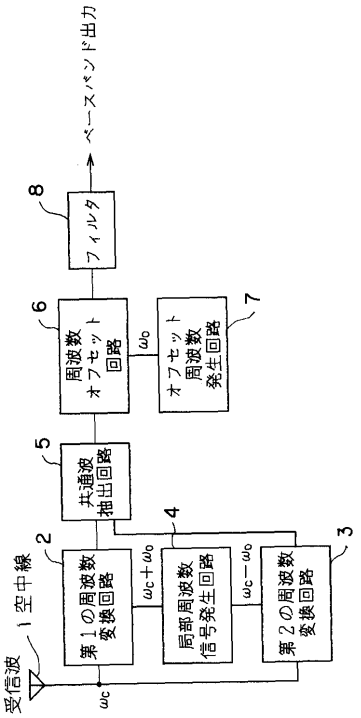
【図１０】本発明の第１０の実施の形態における受信回路の構成を示すブロック図

【図１１】本発明の第１１の実施の形態における受信回路の構成を示すブロック図

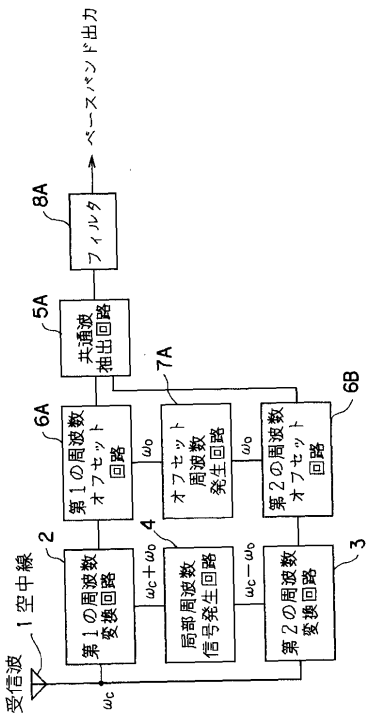
【図１２】本発明の第１２の実施の形態における受信回路の構成を示すブロック図
【図１３】本発明の第１３の実施の形態における受信回路の構成を示すブロック図
【図１４】本発明の第１４の実施の形態における受信回路の構成を示すブロック図
【図１５】本発明の第１４の実施の形態におけるトランスの概念図
【図１６】本発明の第１５の実施の形態における受信回路の構成を示すブロック図
【図１７】本発明の第１５の実施の形態における受信回路の構成を示すブロック図
【図１８】本発明の第１６の実施の形態における受信回路の構成を示すブロック図
【図１９】本発明の第１７の実施の形態における受信回路の構成を示すブロック図
【図２０】本発明の各実施の形態における局部周波数設定方法を説明するための模式図
【図２１】本発明の第１８の実施の形態における受信回路の構成を示すブロック図
【図２２】本発明の第１９の実施の形態における受信回路の構成を示すブロック図
【図２３】本発明の第２０の実施の形態における受信回路の構成を示すブロック図
【図２４】本発明の第２１の実施の形態における受信回路の構成を示すブロック図
【図２５】本発明の第２２の実施の形態におけるトランスの概念図
【図２６】本発明の第２２の実施の形態においてＡ／Ｄ変換器でサンプリングを行なった結果エイリアスが発生する様子を説明する図
【図２７】本発明において用いられる多チャネル通信システムにおける受信チャネルの状況を示す図
【図２８】本発明の第２２の実施の形態において現れる負の周波数領域を持ったＡ／Ｄ変換出力を表す図
【図２９】本発明の第２２の実施の形態におけるπ／２の位相差を利用して信号成分をコサインおよびサイン関数により直交成分に分解する方法を示す図
【図３０】本発明の第２２の実施の形態における直交する２信号をＡ／Ｄ変換する場合の直交サンプリング動作の一例を示す図
【図３１】図３０の直交サンプリング説明図においてオフセットを考慮した場合の図
【図３２】本発明の第２２の実施の形態における直交する２信号をＡ／Ｄ変換する場合における図３０、図３１とは異なる別の直交サンプリング動作の一例を示す図
【図３３】本発明の第２２の実施の形態において図３２に示す直交サンプリング動作を行なった場合に得られるサンプリングパルスを示す図
【図３４】本発明の第２３の実施の形態における受信回路の構成を示すブロック図
【図３５】本発明の第２３の実施の形態における直交する２信号をＡ／Ｄ変換する場合の直交サンプリング動作の一例を示す図
【図３６】本発明の第２４の実施の形態における受信回路の構成を示すブロック図
【図３７】本発明の第２４の実施の形態における直交する２信号をＡ／Ｄ変換する場合の直交サンプリング動作の一例を示す図
【図３８】本発明の第２５の実施の形態における受信回路の構成を示すブロック図
【図３９】本発明の第２５の実施の形態においてサンプリング信号発生源部分の一動作を説明するための簡略化したブロック図
【図４０】本発明の第２５の実施の形態においてサンプリング信号発生源部分の他の動作を説明するための簡略化したブロック図
【図４１】本発明の第２５の実施の形態においてサンプリング信号発生源部分のさらに他の動作を説明するための簡略化したブロック図
【図４２】本発明の第２６の実施の形態の説明に用いる日本標準ディジタル方式自動車電話システムの周波数配置概観図
【図４３】図４２で示した日本標準ディジタル方式自動車電話システムのチャネル配置概観図
【図４４】本発明の第２６の実施の形態における受信回路の構成を示すブロック図
【図４５】本発明の第２７の実施の形態における受信回路の構成を示すブロック図
【図４６】本発明の第２８の実施の形態における受信回路の構成を示すブロック図
【図４７】本発明の第２９の実施の形態における受信回路の構成を示すブロック図

【図４８】本発明の第３０の実施の形態における受信回路の構成を示すブロック図
【符号の説明】
１　空中線
２、３　周波数変換回路
４　局部周波数信号発生回路
５　共通波抽出回路
６　周波数オフセット回路
７　オフセット周波数発生回路
８　フィルタ
９Ａ、９Ｂ　バンドパスフィルタ
１０Ａ、１０Ｂ　Ａ／Ｄ変換器
１１、１２　直交復調回路
１３　相関器
１４　フィルタ
１５　第２の周波数変換回路
１６　ディジタル周波数変換回路
１７　ディジタル周波数発生回路
２０　受信入力部
２１、２２　入力線路
２３、２４　積分回路
２５、２６、３０　緩衝増幅器
２７、２８　トランス
２９　接続点
４１、４２　非共通信号検出回路
４３　平衡性監視回路
４４、４５　合成回路
４６、４７　非共通信号除去回路

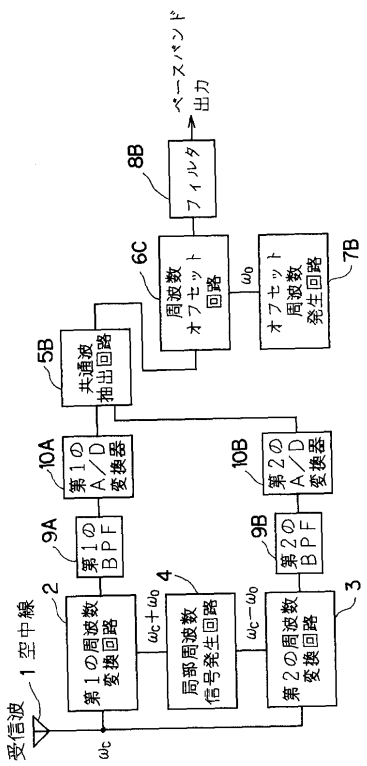
【図１】


受信波
1 空中線
第１の周波数変換回路
局部周波数信号発生回路
第２の周波数変換回路
共通波抽出回路
周波数オフセット回路
オフセット周波数発生回路
フィルタ
ベースバンド出力
$\omega_c$
$\omega_c+\omega_0$
$\omega_c-\omega_0$
$\omega_0$
2
3
4
5
6
7
8

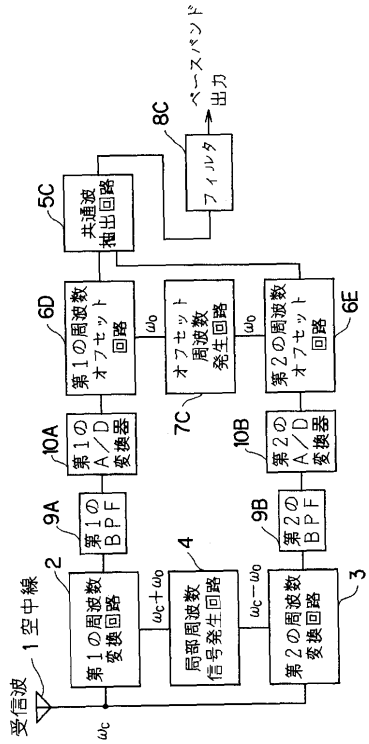
【図２】


受信波
1 空中線
第１の周波数変換回路
局部周波数信号発生回路
第２の周波数変換回路
共通波抽出回路
第１の周波数オフセット回路
オフセット周波数発生回路
第２の周波数オフセット回路
フィルタ
ベースバンド出力
$\omega_c$
$\omega_c+\omega_0$
$\omega_c-\omega_0$
$\omega_0$
2
3
4
5A
6A
7A
6B
8A

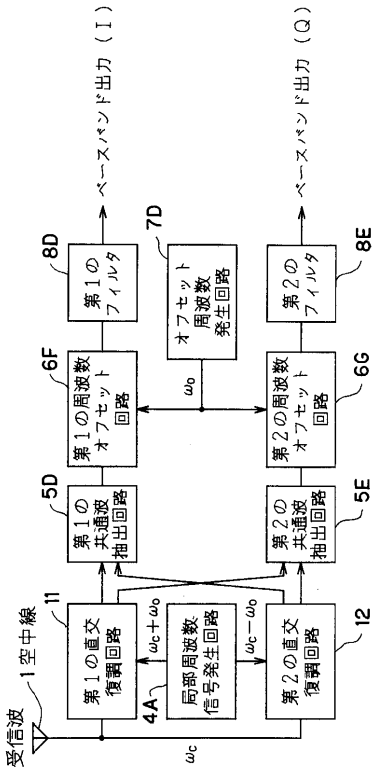
【図３】


受信波
1 空中線
第１の周波数変換回路
局部周波数信号発生回路
第２の周波数変換回路
第１のBPF
第２のBPF
第１のA／D変換器
第２のA／D変換器
共通波抽出回路
周波数オフセット回路
オフセット周波数発生回路
フィルタ
ベースバンド出力
$\omega_c$
$\omega_c+\omega_0$
$\omega_c-\omega_0$
$\omega_0$
2
3
4
5B
6C
7B
8B
9A
9B
10A
10B

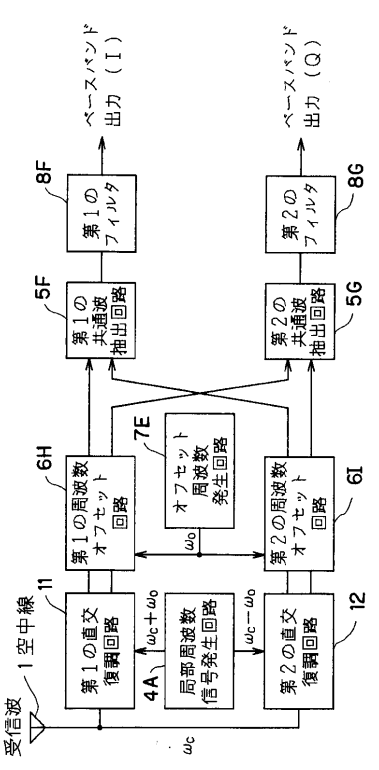
【図４】


受信波
1 空中線
第１の周波数変換回路
局部周波数信号発生回路
第２の周波数変換回路
第１のBPF
第２のBPF
第１のA／D変換器
第２のA／D変換器
共通波抽出回路
第１の周波数オフセット回路
オフセット周波数発生回路
第２の周波数オフセット回路
フィルタ
ベースバンド出力
$\omega_c$
$\omega_c+\omega_0$
$\omega_c-\omega_0$
$\omega_0$
2
3
4
5C
6D
7C
6E
8C
9A
9B
10A
10B

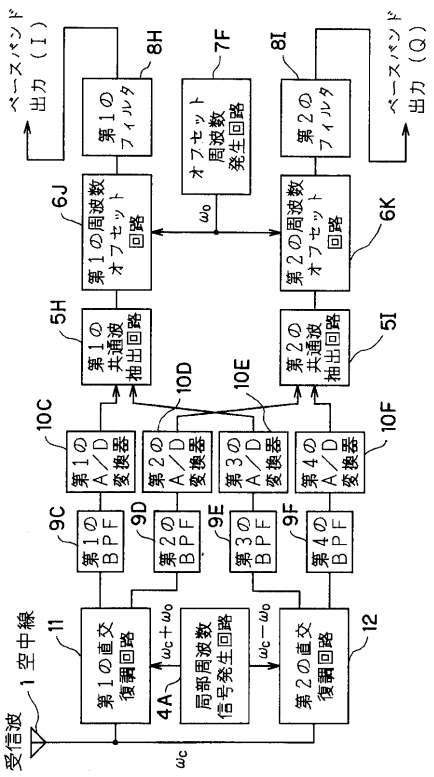
【図５】


受信波
1 空中線
11
第１の直交復調回路
第２の直交復調回路
4A
局部周波数信号発生回路
$\omega_c$
$\omega_c+\omega_0$
$\omega_c-\omega_0$
$\omega_0$
5D
第１の共通波抽出回路
5E
第２の共通波抽出回路
6F
第１の周波数オフセット回路
6G
第２の周波数オフセット回路
7D
オフセット周波数発生回路
8D
第１のフィルタ
8E
第２のフィルタ
12
ベースバンド出力（Ｉ）
ベースバンド出力（Ｑ）

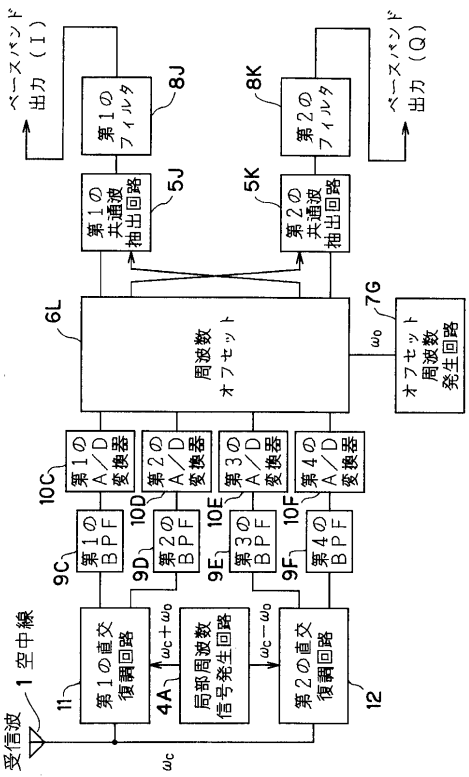
【図６】


受信波
1 空中線
11
第１の直交復調回路
第２の直交復調回路
4A
局部周波数信号発生回路
$\omega_c$
$\omega_c+\omega_0$
$\omega_c-\omega_0$
$\omega_0$
5F
第１の共通波抽出回路
5G
第２の共通波抽出回路
6H
第１の周波数オフセット回路
6I
第２の周波数オフセット回路
7E
オフセット周波数発生回路
8F
第１のフィルタ
8G
第２のフィルタ
12
ベースバンド出力（Ｉ）
ベースバンド出力（Ｑ）

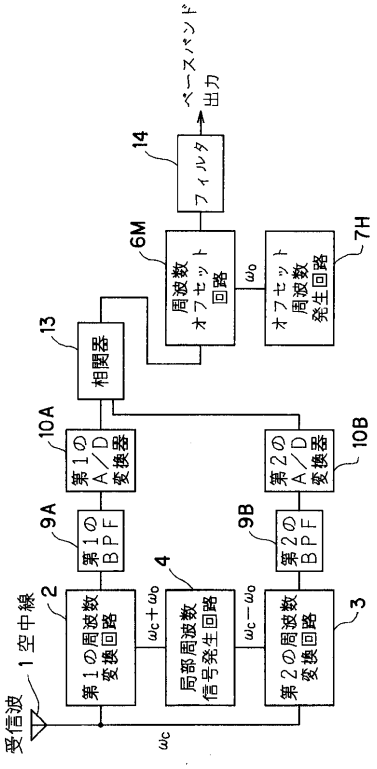
【図７】


受信波
1 空中線
11
第１の直交復調回路
第２の直交復調回路
4A
局部周波数信号発生回路
$\omega_c$
$\omega_c+\omega_0$
$\omega_c-\omega_0$
$\omega_0$
9C
第１のＢＰＦ
9D
第２のＢＰＦ
9E
第３のＢＰＦ
9F
第４のＢＰＦ
10C
第１のＡ／Ｄ変換器
10D
第２のＡ／Ｄ変換器
10E
第３のＡ／Ｄ変換器
10F
第４のＡ／Ｄ変換器
5H
第１の共通波抽出回路
5I
第２の共通波抽出回路
6J
第１の周波数オフセット回路
6K
第２の周波数オフセット回路
7F
オフセット周波数発生回路
8H
第１のフィルタ
8I
第２のフィルタ
12
ベースバンド出力（Ｉ）
ベースバンド出力（Ｑ）

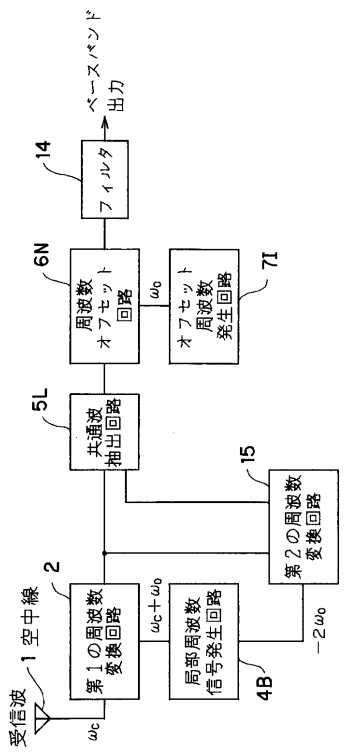
【図８】


受信波
1 空中線
11
第１の直交復調回路
第２の直交復調回路
4A
局部周波数信号発生回路
$\omega_c$
$\omega_c+\omega_0$
$\omega_c-\omega_0$
$\omega_0$
9C
第１のＢＰＦ
9D
第２のＢＰＦ
9E
第３のＢＰＦ
9F
第４のＢＰＦ
10C
第１のＡ／Ｄ変換器
10D
第２のＡ／Ｄ変換器
10E
第３のＡ／Ｄ変換器
10F
第４のＡ／Ｄ変換器
6L
周波数オフセット
7G
オフセット周波数発生回路
5J
第１の共通波抽出回路
5K
第２の共通波抽出回路
8J
第１のフィルタ
8K
第２のフィルタ
12
ベースバンド出力（Ｉ）
ベースバンド出力（Ｑ）

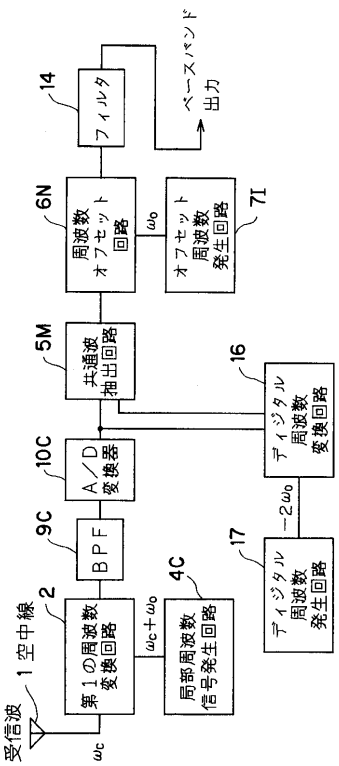
【図９】



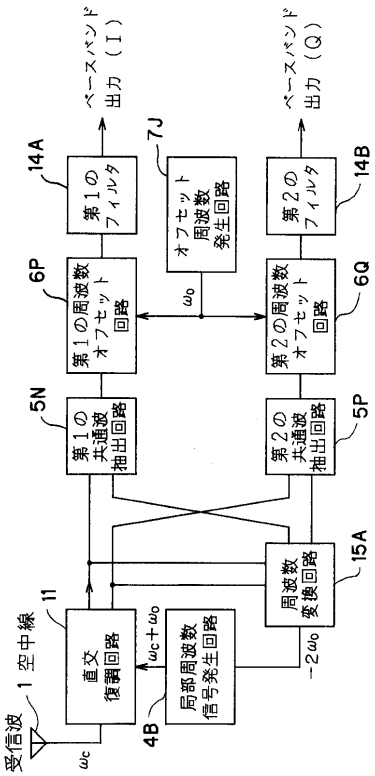

【図１０】



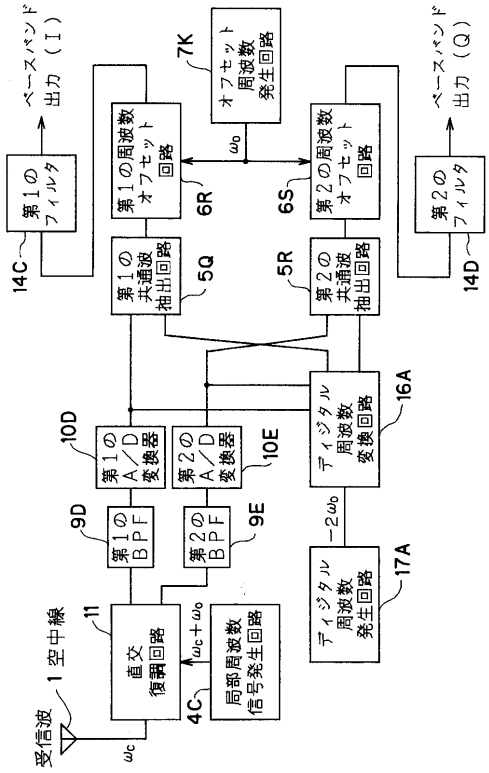

【図１１】



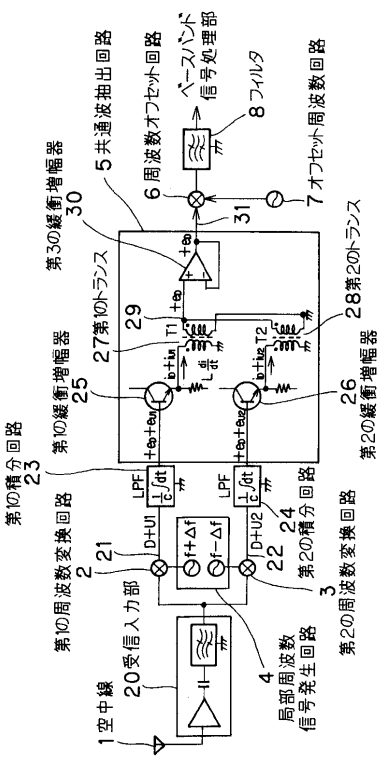

【図１２】



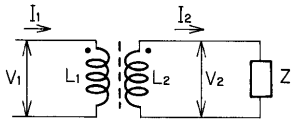
【図１３】



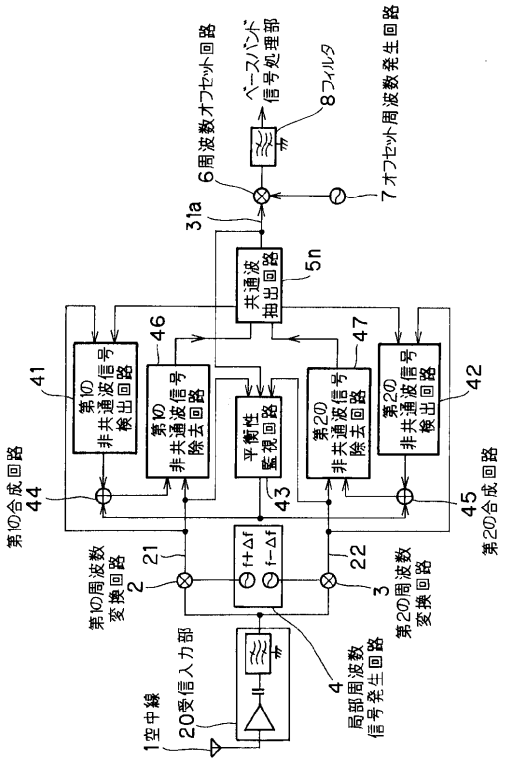

【図１４】



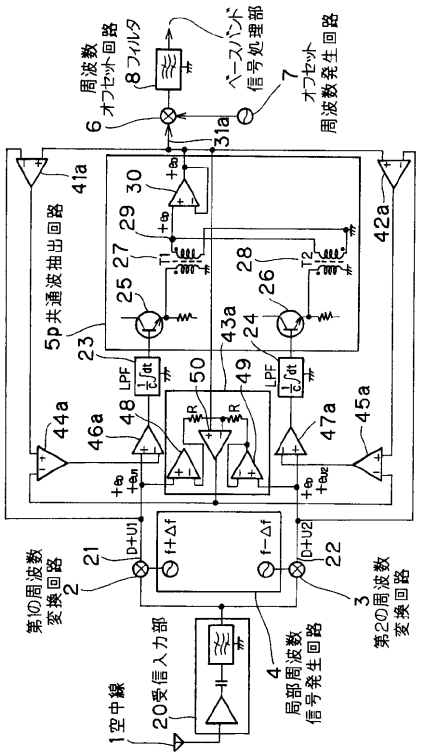

【図１５】



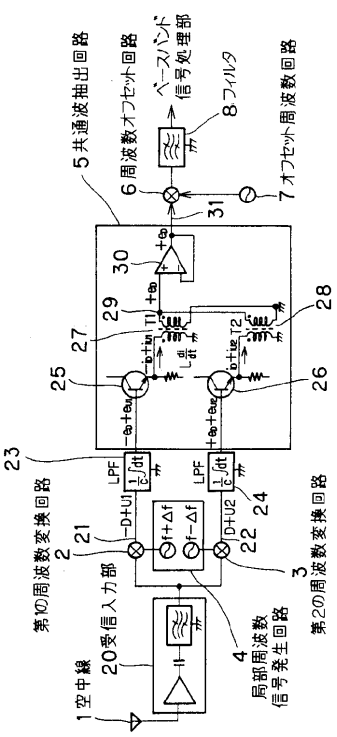

【図１６】



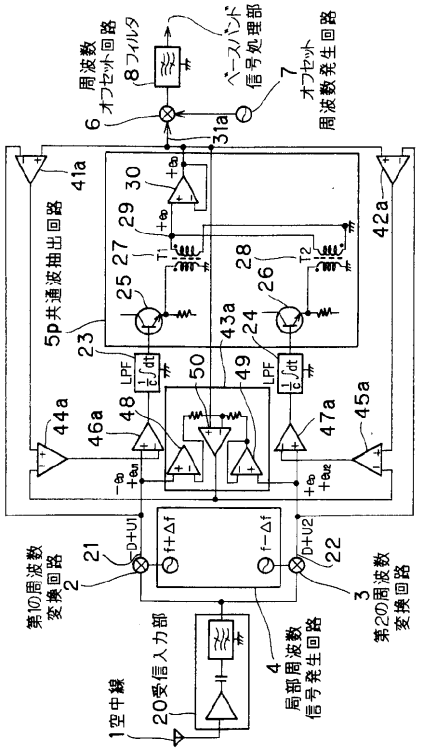
【図１７】



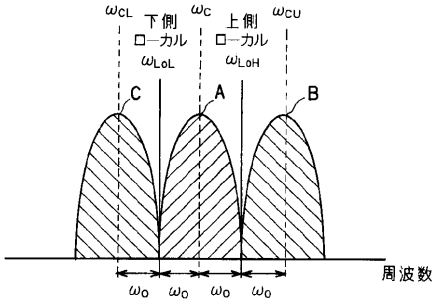

【図１８】



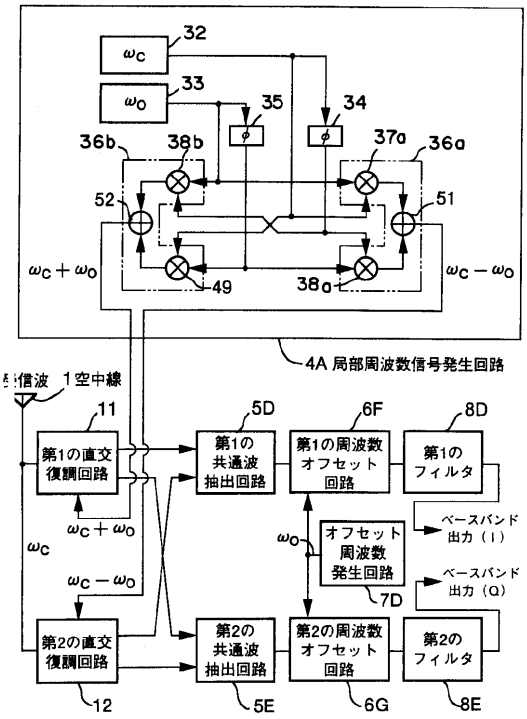

【図１９】



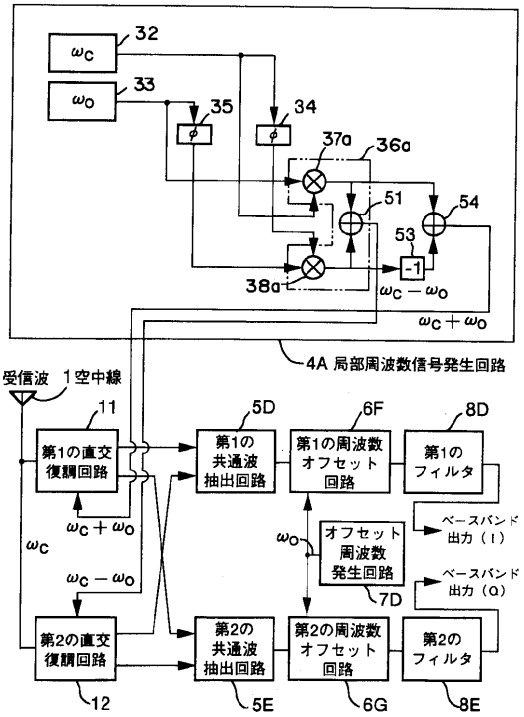

【図２０】



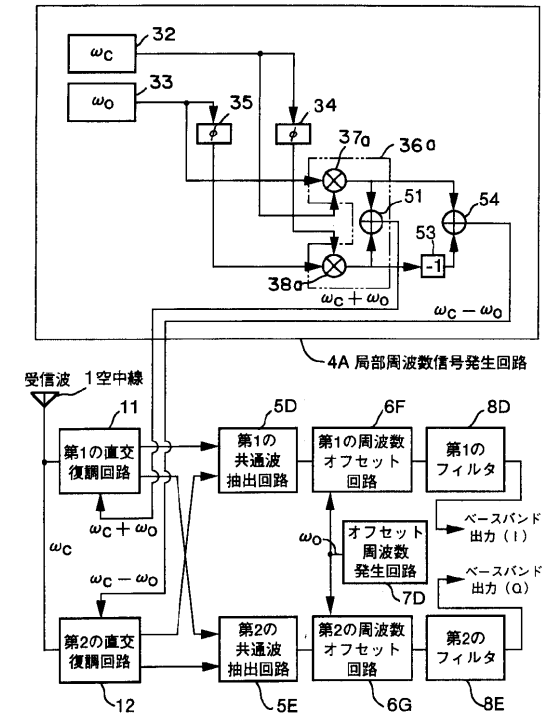
【図２１】



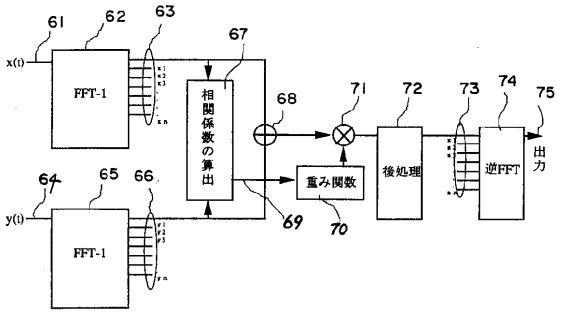

【図２２】



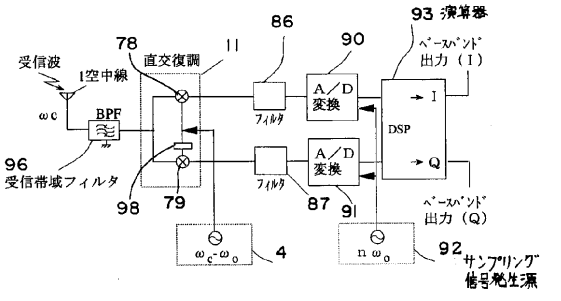

【図２３】



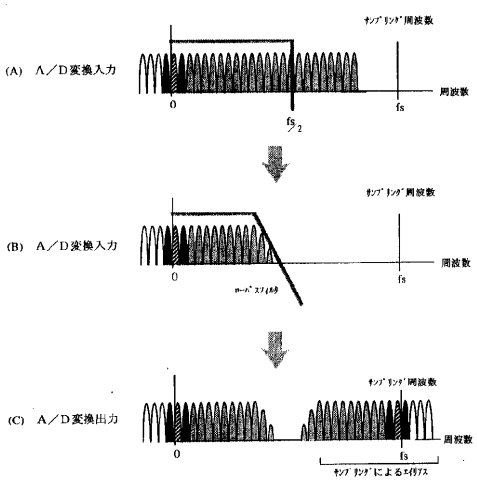

【図２４】



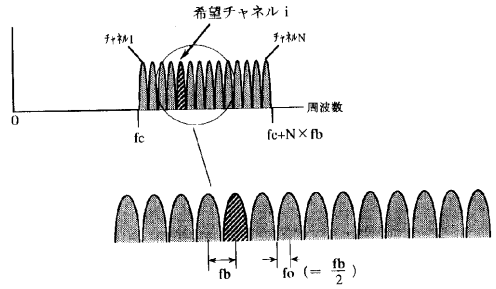

【図２５】



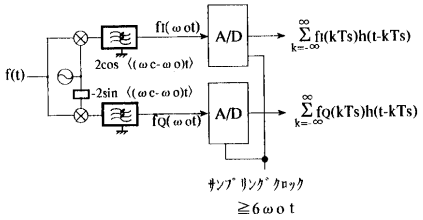
【図２６】



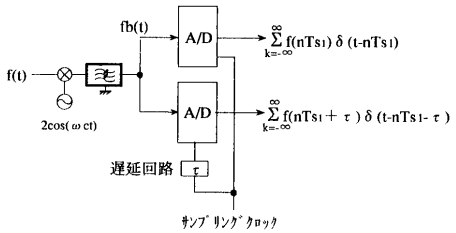

【図２７】



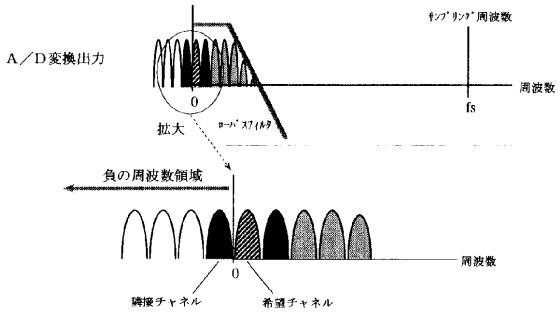

【図３１】



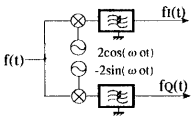

【図３２】



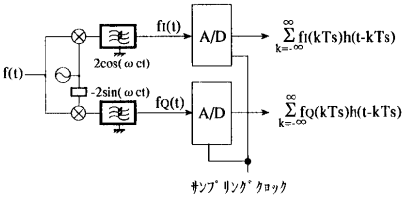

【図２８】



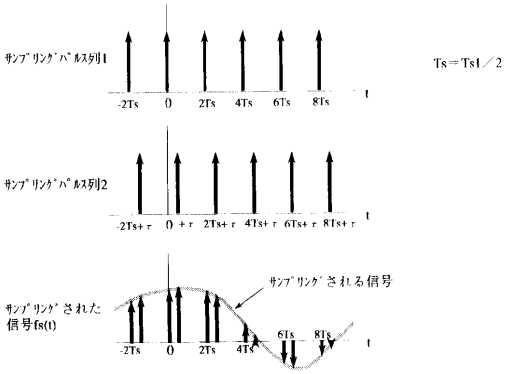

【図２９】



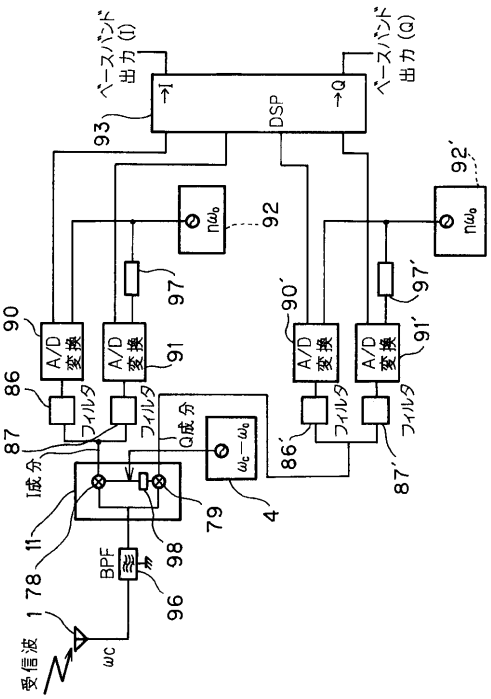

【図３０】



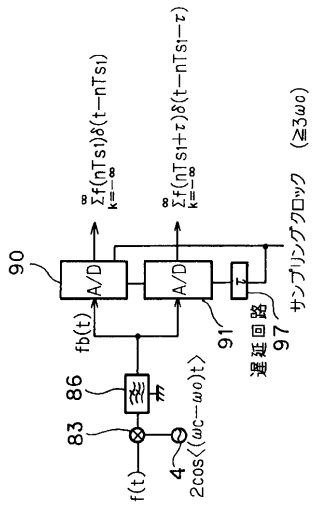

【図３３】



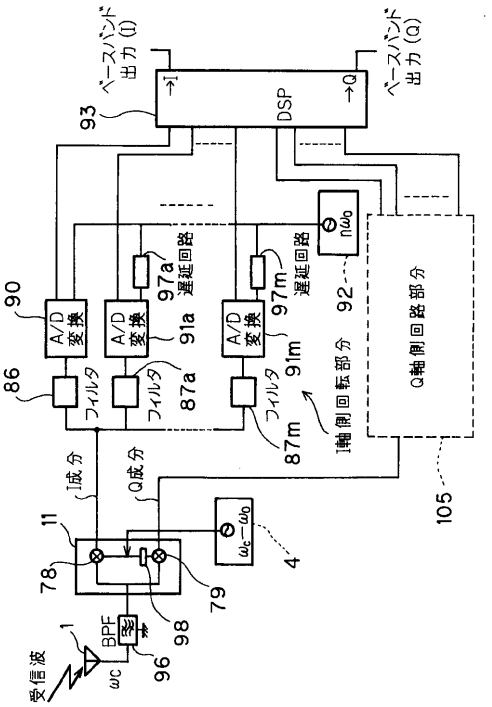
【図３４】



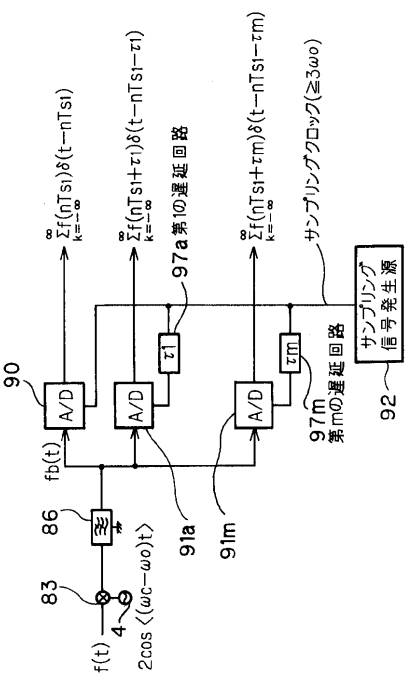

【図３５】



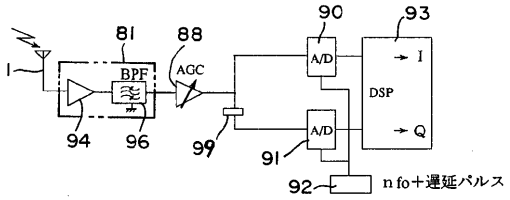

【図３６】



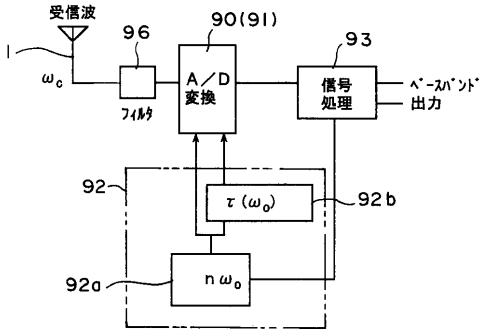

【図３７】



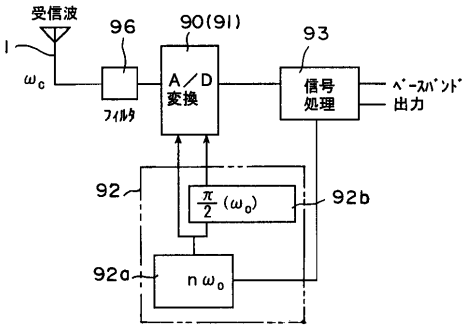
【図３８】



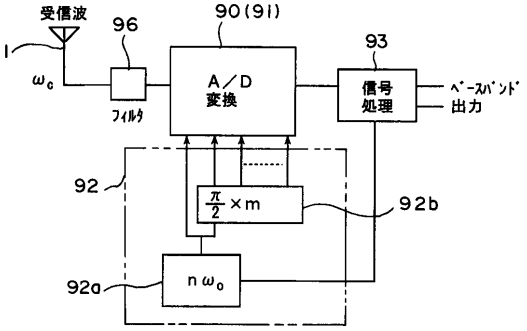

【図３９】



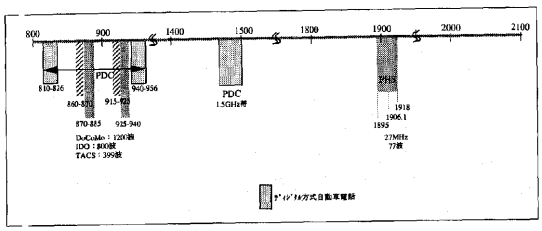

【図４０】



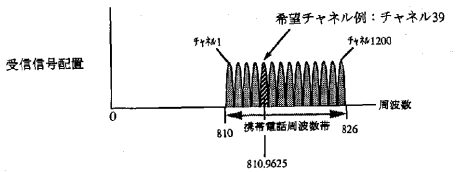

【図４１】



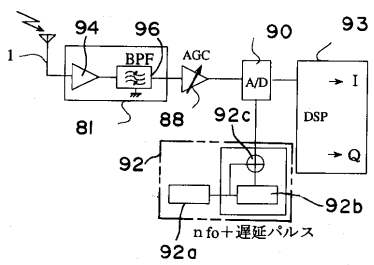

【図４２】



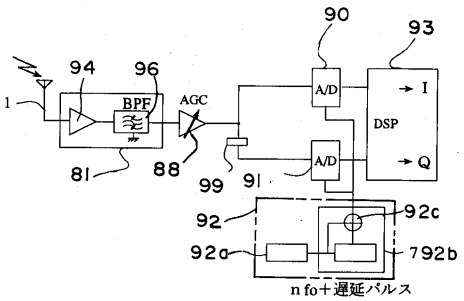

【図４３】



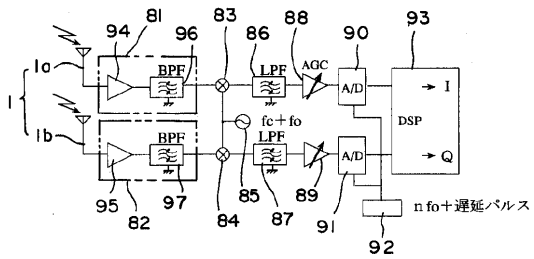

【図４４】



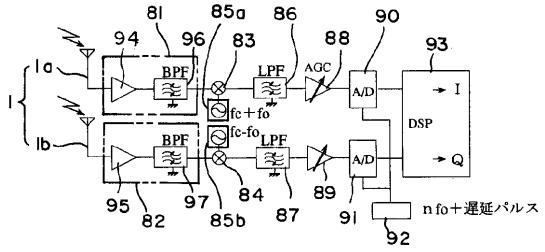

【図４５】



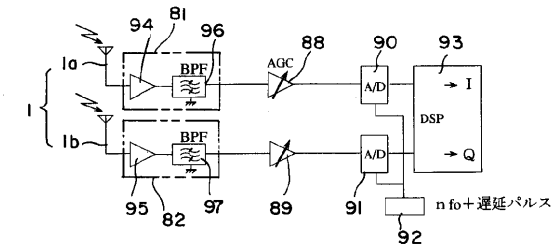

【図４６】



【図４７】


81
85a
86
90
94
96
83
88
93
1a
BPF
LPF
AGC
A/D
I
1
fc+fo
DSP
fc-fo
1b
Q
95
82
97
85b
84
87
89
91
n fo+遅延パルス
92

【図４８】


94
81
96
88
90
93
1a
BPF
AGC
A/D
I
1
DSP
1b
Q
95
82
97
89
91
n fo+遅延パルス
92

フロントページの続き

(72)発明者　佐々木　富士雄
神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目３番１号　松下通信工業株式会社内

審査官　藤井　浩

(56)参考文献　特開平０５－１３６８３７（ＪＰ，Ａ）
特開平０１－２２６２２０（ＪＰ，Ａ）
特開平０６－３１１１９０（ＪＰ，Ａ）
特開平０７－１８３９３０（ＪＰ，Ａ）
特開平０６－２０５０６４（ＪＰ，Ａ）

(58)調査した分野(Int.Cl.$^{7}$，ＤＢ名)
H04L 27/00 - 27/38