

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4106370号
(P4106370)

(45) 発行日 平成20年6月25日(2008.6.25)

(24) 登録日 平成20年4月4日(2008.4.4)

(51) Int.Cl. F I
 HO 4 L 27/36 (2006.01) HO 4 L 27/00 F
 HO 4 L 27/20 (2006.01) HO 4 L 27/20 Z

請求項の数 8 (全 22 頁)

(21) 出願番号	特願2005-129447 (P2005-129447)	(73) 特許権者	000000572
(22) 出願日	平成17年4月27日(2005.4.27)		アンリツ株式会社
(65) 公開番号	特開2006-311056 (P2006-311056A)		神奈川県厚木市恩名五丁目1番1号
(43) 公開日	平成18年11月9日(2006.11.9)	(74) 代理人	100079337
審査請求日	平成17年9月22日(2005.9.22)		弁理士 早川 誠志
		(72) 発明者	清水 祐之
			神奈川県厚木市恩名1800番地 アンリツ株式会社内
		(72) 発明者	谷脇 圭介
			神奈川県厚木市恩名1800番地 アンリツ株式会社内
		審査官	彦田 克文

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 直交変調装置の校正方法、直交変調装置および無線端末試験装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

アナログの同相成分信号と直交成分信号とを、所定の基準信号源に基づいて生成された周波数可変の第1ローカル信号とともに直交変調器に入力して、前記第1ローカル信号の周波数をキャリア周波数とする直交変調信号を生成出力する直交変調装置の利得誤差および位相誤差の補正を、前記同相成分信号と直交成分信号とに対する利得補正および位相補正により行う直交変調装置の校正方法において、

(a) 同一周波数、同一振幅で且つ互いに位相が直交する正弦波の同相成分信号と直交成分信号とを校正用信号として入力する段階(S2)と、

(b) 前記校正用信号に対する前記直交変調器の出力信号を、前記基準信号源に基づいて生成され且つ前記キャリア周波数に対して所定周波数の差を有する第2ローカル信号により前記所定周波数を中心とする中間周波数帯に変換する段階(S4)と、

(c) 前記中間周波数帯に変換した信号をデジタル信号に変換し、該デジタル信号に対してデジタル直交復調処理を行い、同相成分信号と直交成分信号とを復調する段階(S5)と、

(d) 前記復調された同相成分信号と直交成分信号とに基づいて、前記直交変調器の利得誤差および位相誤差を算出する段階(S6)と、

(e) 前記算出した利得誤差および位相誤差を相殺するためにそれぞれ必要な利得の補正值および位相の補正值を算出し、前記キャリア周波数に対応づけて記憶する段階(S7、S8)と、

10

20

(f) 前記キャリア周波数を変更する段階(S10)とを含み、
前記(b)～(f)の処理を繰り返し、キャリア周波数毎の利得の補正值および位相の補正值を求めることを特徴とする直交変調装置の校正方法。

【請求項2】

前記直交変調器の利得誤差を、前記デジタル直交復調処理により復調された同相成分信号と直交成分信号との振幅比に基づいて算出し、

前記直交変調器の位相誤差を、前記デジタル直交復調処理により復調された同相成分信号の所定のポイントを示す第1特定点と、前記デジタル直交復調処理により復調された直交成分信号の前記第1特定点に対応するポイントを示す第2特定点との時間差に基づいて算出することを特徴とする請求項1記載の直交変調装置の校正方法。

10

【請求項3】

所定の基準信号源に基づいて周波数可変の第1ローカル信号を発生する第1ローカル信号発生器(25)と、

アナログの同相成分信号と直交成分信号とを、前記第1ローカル信号とともに受け、該第1ローカル信号の周波数をキャリア周波数とする直交変調信号を生成出力する直交変調器(24)と、

前記直交変調器の利得誤差および位相誤差を相殺するために、前記直交変調器に入力される同相成分信号と直交成分信号とに対して利得補正および位相補正を行う補正部(22)と、

同一周波数、同一振幅で、且つ互いに位相が直交する正弦波の同相成分信号と直交成分信号とを校正用信号として生成する校正用信号発生手段(21)と、

20

前記基準信号源に基づいて前記第1ローカル信号に対して所定周波数の差を有する第2ローカル信号を生成出力する第2ローカル信号発生器(31)と、

前記直交変調器の出力信号を受けて前記第2ローカル信号により前記所定周波数を中心とする中間周波数帯に変換する周波数変換器(30)と、

前記中間周波数帯に変換された信号をデジタル信号に変換するA/D変換器(32)と、

前記A/D変換器で変換された前記デジタル信号に対してデジタル直交復調処理を行い、デジタルの同相成分信号と直交成分信号とを復調する直交復調器(33)と、

前記直交復調器で復調された同相成分信号と直交成分信号とに基づいて、前記直交変調器の利得誤差および位相誤差を算出する誤差算出部(35)と、

30

前記算出された利得誤差および位相誤差を前記補正部で相殺するためにそれぞれ必要な利得の補正值および位相の補正值を算出する補正值算出手段(36)と、

前記利得の補正值および前記位相の補正值を記憶するためのメモリ(37)と、

前記校正用信号を前記直交変調器に入力させ、前記キャリア周波数を順次変更するとともに、該キャリア周波数毎に前記補正值算出手段によって得られた前記利得の補正值および前記位相の補正值を該キャリア周波数に対応づけて前記メモリに記憶する制御部(40)とを備えた直交変調装置。

【請求項4】

前記誤差算出部は、

40

前記直交復調器により復調された同相成分信号と直交成分信号との振幅比に基づいて、前記利得誤差を算出する利得誤差算出手段(35a)と、

前記直交復調器により復調された同相成分信号の所定のポイントを示す第1特定点と、前記直交復調器により復調された直交成分信号の前記第1特定点に対応するポイントを示す第2特定点との時間差に基づいて、前記位相誤差を算出する位相誤差算出手段(35b)とを有していることを特徴とする請求項3記載の直交変調装置。

【請求項5】

前記補正部は、前記直交変調器の直流オフセット誤差を相殺するために、前記直交変調器に入力される同相成分信号と直交成分信号とに対して直流オフセット補正を行うオフセット補正手段(22b)を有し、

50

前記誤差算出部は、前記直交復調器で復調された同相成分信号と直交成分信号とに基づいて、前記直交変調器の直流オフセット誤差を算出するオフセット算出手段(35c)を有し、

前記補正值算出手段は、前記オフセット算出手段によって算出された直流オフセット誤差を前記補正部で相殺するために必要な直流オフセットの補正值を、前記利得の補正值および位相の補正值とともに算出し、

前記制御部は、前記キャリア周波数毎に前記補正值算出手段によって得られた直流オフセットの補正值を、前記利得の補正值および位相の補正值とともに該キャリア周波数に対応づけて前記メモリに記憶することを特徴とする請求項3または請求項4記載の直交変調装置。

10

【請求項6】

前記直交変調器の利得誤差および位相誤差を校正するための校正モードと、所望の変調用信号によって変調された所望キャリア周波数の直交変調信号を前記直交変調器から出力する通常モードとのいずれかを指定するためのモード指定手段(38)を有し、

前記制御部は、前記校正モードが指示されたとき、前記校正用信号を前記直交変調器に入力させ、前記キャリア周波数を順次変更するとともに、該キャリア周波数毎に前記補正值算出手段によって得られた前記各補正值を該キャリア周波数に対応づけて前記メモリに記憶し、前記通常モードが指定されたときには、前記キャリア周波数を所望値に設定し、該キャリア周波数に対応した前記各補正值を前記メモリを参照して求めて前記補正部に設定するとともに、所望の変調用信号を前記補正部を介して前記直交変調器に入力させることを特徴とする請求項3～5のいずれかに記載の直交変調装置。

20

【請求項7】

前記校正用信号発生手段は、前記校正用信号の他に所望の変調用信号の出力が可能な変調用信号発生器(21)により構成されていることを特徴とする請求項3～6のいずれかに記載の直交変調装置。

【請求項8】

キャリア周波数可変の直交変調信号を試験対象の無線端末に送信し、該無線端末の出力信号を受信して直交復調する無線端末試験装置であって、

所定の基準信号源に基づいて周波数可変の第1ローカル信号を発生する第1ローカル信号発生器(25)と、

30

アナログの同相成分信号と直交成分信号とを、前記第1ローカル信号とともに受け、該第1ローカル信号の周波数をキャリア周波数とする直交変調信号を生成出力する直交変調器(24)と、

前記直交変調器の利得誤差および位相誤差を相殺するために、前記直交変調器に入力される同相成分信号と直交成分信号とに対して利得補正および位相補正を行う補正部(22)と、

同一周波数、同一振幅で、且つ互いに位相が直交する正弦波の同相成分信号と直交成分信号とを校正用信号として生成する校正用信号発生手段(21)と、

前記基準信号源に基づいて前記第1ローカル信号に対して所定周波数の差を有する第2ローカル信号を生成出力する第2ローカル信号発生器(31)と、

40

前記直交変調器の出力信号または前記試験対象の無線端末の出力信号のいずれかを選択的に入力させるスイッチ(26、28)と、

前記スイッチを介して入力された信号を前記第2ローカル信号と混合し、前記所定周波数を中心とする中間周波数帯に変換する周波数変換器(30)と、

前記中間周波数帯に変換された信号をデジタル信号に変換するA/D変換器(32)と、

前記A/D変換器で変換された前記デジタル信号に対してデジタル直交復調処理を行い、デジタルの同相成分信号と直交成分信号とを復調する直交復調器(33)と、

前記スイッチを介して前記直交変調器の出力信号が前記周波数変換器に入力されているときに、前記直交復調器で復調された同相成分信号と直交成分信号とに基づいて、前記直

50

交変調器の利得誤差および位相誤差を算出する誤差算出部(35)と、

前記算出された利得誤差および位相誤差を前記補正部で相殺するためにそれぞれ必要な利得の補正值および位相の補正值を算出する補正值算出手段(36)と、

前記利得の補正值および前記位相の補正值を記憶するためのメモリ(37)と、

前記直交変調器の利得誤差および位相誤差を校正するための校正モードと、前記無線端末の試験を行う通常モードとのいずれかを指定するためのモード指定手段(38)と、

前記校正モードが指示されたとき、前記校正用信号を前記直交変調器に入力させ、前記キャリア周波数を順次変更するとともに、該キャリア周波数毎に前記補正值算出手段によって得られた利得の補正值と位相の補正值とを該キャリア周波数に対応づけて前記メモリに記憶し、前記通常モードが指定されたときには、前記キャリア周波数を所望値に設定し、該キャリア周波数に対応した前記各補正值を前記メモリを参照して求めて前記補正部に設定するとともに、所望の変調用信号を前記補正部を介して前記直交変調器に入力させ、該直交変調器の出力信号を前記試験対象の無線端末に送信し、該無線端末の出力信号を前記スイッチを介して前記周波数変換器に入力させる制御部(40)とを備えたことを特徴とする無線端末試験装置。

10

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、キャリア周波数可変の広帯域な直交変調装置から精度の高い直交変調信号を発生させるための技術に関する。

20

【背景技術】

【0002】

例えばデジタル方式の携帯電話機のような無線端末の試験を行う無線端末試験装置では、所望の変調信号で変調された直交変調信号を生成して無線端末に送信し、無線端末から出力された信号を復調して、無線端末の動作を解析している。

【0003】

図10は、上記のような直交変調信号を生成する装置に用いられている直交変調器1の構成を示している。直交変調器1は、2つのミキサ1a、1b、移相器1cおよび加算器1dにより構成され、変調用の同相成分信号Iとローカル信号Lとを一方のミキサ1aで混合し、ローカル信号Lを移相器1cで $\pi/2$ (90°)移相したローカル信号Lと直交成分信号Qとを他方のミキサ1bで混合し、両ミキサ1a、1bの出力信号を加算器1dで加算している。

30

【0004】

加算器1dから出力される信号Xは、ローカル信号L、Lの周波数を f_c ($= f_c/2$)、位相差が正確に $\pi/2$ 、振幅が正確に1で一致していれば、

$$X = I \cdot \cos \omega_c t + Q \cdot \sin \omega_c t$$

となる。

【0005】

しかし、直交変調器1をアナログ回路で構成した場合、2つのミキサ1a、1bの利得差、移相器1cの移相誤差、利得誤差およびミキサ1a、1bの直流オフセット誤差等が生じる。

40

【0006】

これらの直交変調器1の誤差により、直交変調器1の出力信号には、所望の主信号成分の他に、イメージ成分やキャリア漏れ成分が発生し、精度の高い直交変調信号を得ることができず、試験を正しく行うことができない。

【0007】

この問題を解決する方法として、直交変調器の各誤差を入力信号の補正により相殺する技術が知られている。

【0008】

即ち、図11に示しているように、直交変調器1の前段に利得調整器5、オフセット調

50

整器 6、位相調整器 7 を設け、直交変調器 1 の利得誤差を入力信号に対する利得補正で相殺し、直交変調器 1 の直流オフセット誤差を入力信号に対する直流オフセット補正で相殺し、直交変調器 1 の位相誤差を入力信号に対する位相補正で相殺する。

【 0 0 0 9 】

実際には、直交変調器 1 の各誤差はイメージ成分とキャリア漏れ成分を生じさせるので、図 1 1 に示しているように、出力信号 X をスペクトラムアナライザ 1 0 に入力して、主信号成分 a の他にイメージ成分のスペクトラム b とキャリア漏れ成分のスペクトラム c を調べ、そのスペクトラム b、c が最小となるように、前記各調整器 5 ~ 7 を調整していた。

【 発明の開示 】

10

【 発明が解決しようとする課題 】

【 0 0 1 0 】

しかし、上記のようにスペクトラムアナライザのような外部装置を用いて、イメージ成分とキャリア漏れ成分が小さくなるように調整する方法では時間と手間がかかる。

【 0 0 1 1 】

即ち、直交変調信号に含まれるキャリア漏れ成分は主に直流オフセット誤差に起因して発生するが、イメージ成分は振幅誤差と位相誤差の双方に起因して発生するので、振幅調整と位相調整を何度も繰り返し最小となるように追い込み作業をしなければならない。

【 0 0 1 2 】

しかも、ローカル信号の周波数をそのままキャリア周波数として大幅（例えば数 1 0 0 M H z ~ 数 G H z の範囲）に可変するダイレクト変換方式の直交変調装置では、そのキャリア周波数毎に調整最良点が異なるため、上記方法ではキャリア周波数の全帯域について高い変調精度を維持するために、所定の周波数毎に上記のような追い込み作業が繰り返し必要となるという問題がある。

20

【 0 0 1 3 】

また、スペクトラムアナライザの代わりに直交復調装置を用い、その復調信号に基づいてキャリア周波数毎の補正値を求めて記憶しておき、実際に使用するときのキャリア周波数に対応した補正値を用いることも考えられる。

【 0 0 1 4 】

しかし、外部の直交復調装置で得られる復調信号には、装置間の周波数誤差や直交復調器の誤差等、別の誤差要因が含まれ、しかもそれらが周波数特性を有しているために、上記のようにダイレクト変換方式の直交変調装置に対して補正値を正確に得ることは困難である。

30

【 0 0 1 5 】

また、次の特許文献 1 には、直交変調装置を有する送信機に直交復調器を設けて送信信号を直交復調し、その復調出力に基づいてオフセット調整を行う技術も提案されているが、オフセット調整だけではキャリア漏れ成分しか抑圧できず、復調されたときに主信号成分と同一周波数となるイメージ成分を抑圧できず、高い変調精度を維持することは困難である。また、特許文献 1 の技術は、アナログ型の直交復調器を用いているため、この直交復調器で生じる位相誤差や振幅誤差の影響を受けてしまい、送信する直交変調信号の変調精度を高くすることは困難である。

40

【 0 0 1 6 】

【 特許文献 1 】 特許第 3 4 0 0 7 3 6 号公報

【 0 0 1 7 】

本発明は、上記問題を解決し、ダイレクト変換方式のようにローカル信号の周波数を大きく可変する場合であっても、イメージ成分を広い周波数範囲において簡単に抑圧でき、高い変調精度を維持することができる直交変調装置の校正方法、直交変調装置およびこれを用いた無線端末試験装置を提供することを目的としている。

【 課題を解決するための手段 】

【 0 0 1 8 】

50

前記目的を達成するために、本発明の請求項1の直交変調装置の校正方法は、

アナログの同相成分信号と直交成分信号とを、所定の基準信号源に基づいて生成された周波数可変の第1ローカル信号とともに直交変調器に入力して、前記第1ローカル信号の周波数をキャリア周波数とする直交変調信号を生成出力する直交変調装置の利得誤差および位相誤差の補正を、前記同相成分信号と直交成分信号とに対する利得補正および位相補正により行う直交変調装置の校正方法において、

(a) 同一周波数、同一振幅で且つ互いに位相が直交する正弦波の同相成分信号と直交成分信号とを校正用信号として入力する段階(S2)と、

(b) 前記校正用信号に対する前記直交変調器の出力信号を、前記基準信号源に基づいて生成され且つ前記キャリア周波数に対して所定周波数の差を有する第2ローカル信号により前記所定周波数を中心とする中間周波数帯に変換する段階(S4)と、

(c) 前記中間周波数帯に変換した信号をデジタル信号に変換し、該デジタル信号に対してデジタル直交復調処理を行い、同相成分信号と直交成分信号とを復調する段階(S5)と、

(d) 前記復調された同相成分信号と直交成分信号とに基づいて、前記直交変調器の利得誤差および位相誤差を算出する段階(S6)と、

(e) 前記算出した利得誤差および位相誤差を相殺するためにそれぞれ必要な利得の補正值および位相の補正值を算出し、前記キャリア周波数に対応づけて記憶する段階(S7、S8)と、

(f) 前記キャリア周波数を変更する段階(S10)とを含み、

前記(b)~(f)の処理を繰り返し、キャリア周波数毎の利得の補正值および位相の補正值を求めることを特徴としている。

【0019】

また、本発明の請求項2の直交変調装置の校正方法は、請求項1記載の直交変調装置の校正方法において、

前記直交変調器の利得誤差を、前記デジタル直交復調処理により復調された同相成分信号と直交成分信号との振幅比に基づいて算出し、

前記直交変調器の位相誤差を、前記デジタル直交復調処理により復調された同相成分信号の所定のポイントを示す第1特定点と、前記デジタル直交復調処理により復調された直交成分信号の前記第1特定点に対応するポイントを示す第2特定点との時間差に基づいて算出することを特徴としている。

【0020】

また、本発明の請求項3の直交変調装置は、

所定の基準信号源に基づいて周波数可変の第1ローカル信号を発生する第1ローカル信号発生器(25)と、

アナログの同相成分信号と直交成分信号とを、前記第1ローカル信号とともに受け、該第1ローカル信号の周波数をキャリア周波数とする直交変調信号を生成出力する直交変調器(24)と、

前記直交変調器の利得誤差および位相誤差を相殺するために、前記直交変調器に入力される同相成分信号と直交成分信号とに対して利得補正および位相補正を行う補正部(22)と、

同一周波数、同一振幅で、且つ互いに位相が直交する正弦波の同相成分信号と直交成分信号とを校正用信号として生成する校正用信号発生手段(21)と、

前記基準信号源に基づいて前記第1ローカル信号に対して所定周波数の差を有する第2ローカル信号を生成出力する第2ローカル信号発生器(31)と、

前記直交変調器の出力信号を受けて前記第2ローカル信号により前記所定周波数を中心とする中間周波数帯に変換する周波数変換器(30)と、

前記中間周波数帯に変換された信号をデジタル信号に変換するA/D変換器(32)と

前記A/D変換器で変換された前記デジタル信号に対してデジタル直交復調処理を行い

10

20

30

40

50

、デジタルの同相成分信号と直交成分信号とを復調する直交復調器(33)と、
 前記直交復調器で復調された同相成分信号と直交成分信号とに基づいて、前記直交変調器の利得誤差および位相誤差を算出する誤差算出部(35)と、
 前記算出された利得誤差および位相誤差を前記補正部で相殺するためにそれぞれ必要な利得の補正值および位相の補正值を算出する補正值算出手段(36)と、
 前記利得の補正值および前記位相の補正值を記憶するためのメモリ(37)と、
 前記校正用信号を前記直交変調器に入力させ、前記キャリア周波数を順次変更するとともに、該キャリア周波数毎に前記補正值算出手段によって得られた前記利得の補正值および前記位相の補正值を該キャリア周波数に対応づけて前記メモリに記憶する制御部(40)とを備えている。

10

【0021】

また、本発明の請求項4の直交変調装置は、請求項3記載の直交変調装置において、前記誤差算出部は、
 前記直交復調器により復調された同相成分信号と直交成分信号との振幅比に基づいて、前記利得誤差を算出する利得誤差算出手段(35a)と、
 前記直交復調器により復調された同相成分信号の所定のポイントを示す第1特定点と、前記直交復調器により復調された直交成分信号の前記第1特定点に対応するポイントを示す第2特定点との時間差に基づいて、前記位相誤差を算出する位相誤差算出手段(35b)とを有していることを特徴としている。

【0022】

20

また、本発明の請求項5の直交変調装置は、請求項3または請求項4記載の直交変調装置において、
 前記補正部は、前記直交変調器の直流オフセット誤差を相殺するために、前記直交変調器に入力される同相成分信号と直交成分信号とに対して直流オフセット補正を行うオフセット補正手段(22b)を有し、
 前記誤差算出部は、前記直交復調器で復調された同相成分信号と直交成分信号とに基づいて、前記直交変調器の直流オフセット誤差を算出するオフセット算出手段(35c)を有し、
 前記補正值算出手段は、前記オフセット算出手段によって算出された直流オフセット誤差を前記補正部で相殺するために必要な直流オフセットの補正值を、前記利得の補正值および位相の補正值とともに算出し、
 前記制御部は、前記キャリア周波数毎に前記補正值算出手段によって得られた直流オフセットの補正值を、前記利得の補正值および位相の補正值とともに該キャリア周波数に対応づけて前記メモリに記憶することを特徴としている。

30

【0023】

また、本発明の請求項6の直交変調装置は、請求項3～5のいずれかに記載の直交変調装置において、
 前記直交変調器の利得誤差および位相誤差を校正するための校正モードと、所望の変調用信号によって変調された所望キャリア周波数の直交変調信号を前記直交変調器から出力する通常モードとのいずれかを指定するためのモード指定手段(38)を有し、
 前記制御部は、前記校正モードが指示されたとき、前記校正用信号を前記直交変調器に入力させ、前記キャリア周波数を順次変更するとともに、該キャリア周波数毎に前記補正值算出手段によって得られた前記各補正值を該キャリア周波数に対応づけて前記メモリに記憶し、前記通常モードが指定されたときには、前記キャリア周波数を所望値に設定し、該キャリア周波数に対応した前記各補正值を前記メモリを参照して求めて前記補正部に設定するとともに、所望の変調用信号を前記補正部を介して前記直交変調器に入力させることを特徴としている。

40

【0024】

また、本発明の請求項7の直交変調装置は、請求項3～6のいずれかに記載の直交変調装置において、

50

前記校正用信号発生手段は、前記校正用信号の他に所望の変調用信号の出力が可能な変調用信号発生器(21)により構成されていることを特徴としている。

【0025】

また、本発明の請求項8の無線端末試験装置は、

キャリア周波数可変の直交変調信号を試験対象の無線端末に送信し、該無線端末の出力信号を受信して直交復調する無線端末試験装置であって、

所定の基準信号源に基づいて周波数可変の第1ローカル信号を発生する第1ローカル信号発生器(25)と、

アナログの同相成分信号と直交成分信号とを、前記第1ローカル信号とともに受け、該第1ローカル信号の周波数をキャリア周波数とする直交変調信号を生成出力する直交変調器(24)と、

10

前記直交変調器の利得誤差および位相誤差を相殺するために、前記直交変調器に入力される同相成分信号と直交成分信号とに対して利得補正および位相補正を行う補正部(22)と、

同一周波数、同一振幅で、且つ互いに位相が直交する正弦波の同相成分信号と直交成分信号とを校正用信号として生成する校正用信号発生手段(21)と、

前記基準信号源に基づいて前記第1ローカル信号に対して所定周波数の差を有する第2ローカル信号を生成出力する第2ローカル信号発生器(31)と、

前記直交変調器の出力信号または前記試験対象の無線端末の出力信号のいずれかを選択的に入力させるスイッチ(26、28)と、

20

前記スイッチを介して入力された信号を前記第2ローカル信号と混合し、前記所定周波数を中心とする中間周波数帯に変換する周波数変換器(30)と、

前記中間周波数帯に変換された信号をデジタル信号に変換するA/D変換器(32)と

、前記A/D変換器で変換された前記デジタル信号に対してデジタル直交復調処理を行い、デジタルの同相成分信号と直交成分信号とを復調する直交復調器(33)と、

前記スイッチを介して前記直交変調器の出力信号が前記周波数変換器に入力されているときに、前記直交復調器で復調された同相成分信号と直交成分信号とに基づいて、前記直交変調器の利得誤差および位相誤差を算出する誤差算出部(35)と、

前記算出された利得誤差および位相誤差を前記補正部で相殺するためにそれぞれ必要な利得の補正值および位相の補正值を算出する補正值算出手段(36)と、

30

前記利得の補正值および前記位相の補正值を記憶するためのメモリ(37)と、

前記直交変調器の利得誤差および位相誤差を校正するための校正モードと、前記無線端末の試験を行う通常モードとのいずれかを指定するためのモード指定手段(38)と、

前記校正モードが指示されたとき、前記校正用信号を前記直交変調器に入力させ、前記キャリア周波数を順次変更するとともに、該キャリア周波数毎に前記補正值算出手段によって得られた利得の補正值と位相の補正值とを該キャリア周波数に対応づけて前記メモリに記憶し、前記通常モードが指定されたときには、前記キャリア周波数を所望値に設定し、該キャリア周波数に対応した前記各補正值を前記メモリを参照して求めて前記補正部に設定するとともに、所望の変調用信号を前記補正部を介して前記直交変調器に入力させ、該直交変調器の出力信号を前記試験対象の無線端末に送信し、該無線端末の出力信号を前記スイッチを介して前記周波数変換器に入力させる制御部(40)とを備えたことを特徴としている。

40

【発明の効果】

【0026】

このように本発明では、同一周波数、同一振幅で且つ互いに位相が直交する正弦波の同相成分信号と直交成分信号とを校正用信号として第1ローカル信号とともに直交変調器に入力し、その出力信号を、第1ローカル信号と同一の基準信号源に基づいて生成された第2ローカル信号により中間周波数帯に変換し、その変換された信号をデジタル信号に変換してからデジタル直交復調処理を行い、同相成分信号と直交成分信号とを復調している。

50

【 0 0 2 7 】

したがって、この周波数変換処理と直交復調処理には原理的に誤差がないため、復調された同相成分信号と直交成分信号の振幅誤差と位相誤差は、直交変調器側の利得誤差と位相誤差を正確に表しており、しかも、これらの誤差は復調された同相成分信号と直交成分信号から独立に検出することができる。よって、この誤差を相殺するためにそれぞれ必要な各補正値をキャリア周波数毎に求めておき、通常の動作ときには、キャリア周波数に対応した各補正値で入力信号を補正することで、高い変調精度の直交変調信号を出力させることができる。

【 0 0 2 8 】

また、無線端末試験装置のように、直交変調信号を無線端末に送信するだけでなく、無線端末の出力信号を復調して解析する装置では、上記の周波数変換器から直交復調器までの構成を受信復調部として兼用することができ、小規模な構成で高い変調精度の直交変調信号を出力させることができるため、高精度な試験を行うことができる。

【 発明を実施するための最良の形態 】

【 0 0 2 9 】

以下、図面に基づいて本発明の実施の形態を説明する。

図 1 は、本発明を適用した直交変調装置 20 の構成を示している。

【 0 0 3 0 】

この直交変調装置 20 の変調用信号発生器 21 は、後述する制御部 40 からの指定により、デジタルの任意の変調用信号と校正のための変調用信号とを生成出力するものであり、この実施形態の校正用信号発生手段を兼ねている。また、任意の変調用信号は外部の他装置から受ける構成でもよく、その場合には校正用信号発生手段を内部に独立に設ける。

【 0 0 3 1 】

変調用信号発生器 21 が校正のために出力する変調用信号は、同一周波数 f (例えば $f = \text{数 } 10 \text{ k Hz}$)、同一振幅 (例えば 1) で、且つ互いに位相が直交する正弦波の同相成分信号 $I_t (= \cos t)$ と直交成分信号 $Q_t (= \sin t)$ とする (実際は離散信号であるが連続信号として表記する)。

【 0 0 3 2 】

変調用信号発生器 21 から出力された同相成分信号 I_t と直交成分信号 Q_t は、補正部 22 を介して 2 チャンネル構成の D/A 変換器 23 に入力される。

【 0 0 3 3 】

補正部 22 は、利得補正手段 22 a、オフセット補正手段 22 b、位相補正手段 22 c とを有し、後述の直交変調器 24 の利得誤差、直流オフセット誤差および位相誤差を相殺するために、直交変調器 24 に入力される同相成分信号と直交成分信号の利得、直流オフセットおよび位相差を補正する。

【 0 0 3 4 】

なお、上記各補正のうち、利得補正およびオフセット補正は数値の乗算、加算であるのでデジタルの両成分信号に対して容易に且つ正確に実行できる。また、精度の点では不利であるが D/A 変換器 23 でアナログ信号に変換してからアナログ演算回路で乗算、加算処理することも可能である。

【 0 0 3 5 】

また、位相補正に関しても、図 1 に示したようにデジタルの両成分信号に対して位相補正手段 22 c で位相補正する方法と、図 2 のように、D/A 変換後のアナログの両成分信号に対して位相補正手段 22 c で位相補正する方法とがある。

【 0 0 3 6 】

デジタルの成分信号に対して位相補正する場合には、両成分信号をそれぞれ所定段数のシフトレジスタに入力し、一方のシフトレジスタに入力するクロックに対して、他方のシフトレジスタに入力するクロックの遅延時間を可変する構成や、2 チャンネルの D/A 変換器 23 の一方のチャンネルに入力するクロックに対して他方のチャンネルに入力するクロックの遅延時間を可変する構成が可能である。ここで、クロックの遅延時間の可変は、成分信

10

20

30

40

50

号に対して周波数が格段に高い高速クロックを用いて遅延時間を可変する方法や、クロックをアナログの可変遅延素子で可変する方法が採用できる。

【 0 0 3 7 】

また、図 2 に示したように、D / A 変換後のアナログの成分信号に対して位相補正する場合には、位相補正手段 2 2 c をアナログの遅延素子で構成し、D / A 変換器 2 3 によってアナログ信号に変換された両成分信号をそれぞれ遅延素子に入力し、一方の遅延素子の遅延時間に対して他方の遅延素子の遅延時間を可変して位相補正を行う。ただし、上記のように補正処理をアナログ回路で行う場合には、その補正手段の誤差も直交変調器 2 4 の誤差として扱う。

【 0 0 3 8 】

アナログ方式の直交変調器 2 4 は、図 3 に示すように、2 つのミキサ (D B M) 2 4 a 、 2 4 b 、 9 0 ° の移相器 2 4 c および加算器 2 4 d により構成され、入力された両成分信号 I_t 、 Q_t と、第 1 ローカル信号発生器 2 5 から出力された第 1 ローカル信号 L_a とに基づいて、第 1 ローカル信号 L_a の周波数をキャリア周波数 f_c とする直交変調信号 X を生成する。

【 0 0 3 9 】

第 1 ローカル信号発生器 2 5 は内部に高精度の基準信号源 (図示せず) を有しており、この基準信号源に基づいて、例えば 4 0 0 M H z ~ 2 . 7 G H z の範囲で周波数可変できる第 1 ローカル信号 L_a を生成するシンセサイザにより構成され、後述の制御部 4 0 から指定された周波数の第 1 ローカル信号 L_a を出力する。

【 0 0 4 0 】

ここで、同相成分信号に対する直交変調器 2 4 の利得を A 、直交成分信号に対する利得を B 、ミキサ 2 4 a 、 2 4 b で生じる直流オフセット誤差の入力換算値をそれぞれ C 、 D とし、ローカル信号 L_a とそのローカル信号 L_a を移相器 2 4 c で移相したローカル信号 L_a の位相差を $(\quad / 2) -$ として、前記した補正部 2 2 による補正がおこなわれずに、直交変調器 2 4 に校正用の正確な同相成分信号 $I_t = \cos \quad t$ 、直交成分信号 $Q_t = \sin \quad t$ が入力された場合、出力信号 X は次のように表すことができる (途中計算省略)

【 0 0 4 1 】

$$\begin{aligned} X &= A \cdot (C + \cos \quad t) \cdot \cos \quad_c t \\ &+ B \cdot (D + \sin \quad t) \cdot \sin (\quad_c t -) \\ &= (A / 2) \cdot \cos (\quad_c -) t \\ &+ (B / 2) \cdot \cos [(\quad_c -) t -] \\ &+ (A / 2) \cdot \cos (\quad_c +) t \\ &- (B / 2) \cdot \cos [(\quad_c +) t -] \\ &+ A \cdot C \cdot \cos \quad_c t \\ &+ B \cdot D \cdot \sin (\quad_c t -) \end{aligned} \quad \dots \dots (1)$$

【 0 0 4 2 】

上記式 (1) の、第 1 項、第 2 項は主信号成分、第 3 項、第 4 項はイメージ成分、第 5 項、第 6 項はキャリア漏れ成分である。

【 0 0 4 3 】

また、上記式 (1) で、直交変調器 2 4 に誤差がないと仮定すると、 $A = B$ 、 $C = D = 0$ 、 $\quad = 0$ であるから、出力信号 X は、

$$X = A \cdot \cos (\quad_c -) t = A \cdot \cos 2 (f_c - f) t$$

となり、イメージ成分とキャリア漏れ成分はなくなり、振幅 A 、周波数 $(f_c - f)$ の正弦波の主成分のみとなる。

【 0 0 4 4 】

上記直交変調器 2 4 の出力信号 X は、通常モードのときには、スイッチ 2 6 を介して、出力端子 2 0 a に出力される。また校正モードのときには、スイッチ 2 6 を介して周波数

10

20

30

40

50

変換器 30 に入力される。なお、この実施形態ではスイッチ 26 を介して直交変調信号 X を周波数変換器 30 に入力しているが、直交変調器 24 の出力信号をカプラなどの分岐回路を介して常時周波数変換器 30 に入力してもよい。

【0045】

周波数変換器 30 は、図 4 に示すように、ミキサ 30a とフィルタ (BPF または LPF) 30b とを有し、入力された直交変調信号 X と、第 2 ローカル信号発生器 31 から出力された周波数 ($f_c - f_i$) の第 2 ローカル信号 Lb とをミキサ 30a で混合し、その混合成分から周波数 f_i (例えば数 MHz ~ 数 10 MHz) を中心とする中間周波数帯の信号のみをフィルタ 30b により抽出する。

【0046】

また、第 2 ローカル信号発生器 31 は、第 1 ローカル信号発生器 25 が有する基準信号源に基づいて、第 1 ローカル信号 La に対して常に周波数 f_i の差のある第 2 ローカル信号 Lb を生成出力するシンセサイザにより構成されている。なお、この第 2 ローカル信号 La の周波数は制御部 40 により設定される。また、ここでは、基準信号源が第 1 ローカル信号発生器 25 の内部に設けられている場合について説明するが、第 1 ローカル信号発生器 25 の外部に独立に設けられていてもよく、その場合には、基準信号源の出力信号を第 1 ローカル信号発生器 25 および第 2 ローカル信号発生器 31 に共通に入力すればよい。

【0047】

したがって、直交変調器 24 から周波数変換器 30 の出力端までの利得を K、 $2 (f_c - f_i) = \omega_c - \omega_i$ とすると、校正モードにおけるフィルタ 30b の出力信号 Y は次のようになる。

【0048】

$$\begin{aligned} Y &= X \cdot K \cdot \cos (\omega_c - \omega_i) t \\ &= (A \cdot K / 4) \cdot \cos (\omega_i - \omega_c) t \\ &\quad + (B \cdot K / 4) \cdot \cos [(\omega_i - \omega_c) t - \theta] \\ &\quad + (A \cdot K / 4) \cdot \cos (\omega_i + \omega_c) t \\ &\quad - (B \cdot K / 4) \cdot \cos [(\omega_i + \omega_c) t - \theta] \\ &\quad + (A \cdot C \cdot K / 2) \cos \omega_i t \\ &\quad + (B \cdot D \cdot K / 2) \sin (\omega_i t - \theta) \end{aligned}$$

..... (2)

【0049】

上記式 (2) の第 1 項および第 2 項は主信号成分、第 3 項および第 4 項はイメージ成分、第 5 項および第 6 項はキャリア漏れ成分である。

【0050】

この信号 Y は、A/D 変換器 32 によってデジタル値に変換され、直交復調器 33 に入力される。

【0051】

直交復調器 33 は、図 5 に示すように、デジタル型の乗算器 33a、33b とデジタル型の LPF 33c、33d を有し、以下のように、互いに位相が直交し同一振幅の周波数 f_i のローカル信号 $\cos \omega_i t$ 、 $\sin \omega_i t$ を信号 Y にそれぞれ乗算し、その乗算結果 U、V から中間周波数より十分低い変調周波数帯の成分をフィルタリング処理で抽出して、同相成分信号 I_r と直交成分信号 Q_r を復調する。

【0052】

$$\begin{aligned} U &= Y \cdot \cos \omega_i t \\ &= (A \cdot K / 8) [\cos (2 \omega_i - \omega_c) t + \cos \omega_i t] \\ &\quad + (B \cdot K / 8) \{ \cos [(2 \omega_i - \omega_c) t - \theta] + \cos (\omega_i t + \theta) \} \\ &\quad + (A \cdot K / 8) [\cos (2 \omega_i + \omega_c) t + \cos \omega_i t \end{aligned}$$

10

20

30

40

50

$$\begin{aligned}
 & t] \\
 & - (B \cdot K / 8) \{ \cos [(2 \omega_i - \omega_c) t - \theta] + \cos \\
 (& \omega_c t + \theta) \} \\
 & + (A \cdot C \cdot K / 4) (1 + \cos 2 \omega_i t) \\
 & + (B \cdot D \cdot K / 4) [\sin (2 \omega_i t - \theta) - \sin \\
 &] \dots \dots (3)
 \end{aligned}$$

【 0 0 5 3 】

$$\begin{aligned}
 V &= Y \cdot \sin \omega_i t \\
 &= (A \cdot K / 8) [\sin (2 \omega_i - \omega_c) t + \sin \\
 & t] \\
 & + (B \cdot K / 8) \{ \sin [(2 \omega_i - \omega_c) t - \theta] + \sin \\
 (& \omega_c t + \theta) \} \\
 & + (A \cdot K / 8) [\sin (2 \omega_i + \omega_c) t - \sin \\
 & t] \\
 & - (B \cdot K / 8) \{ \sin [(2 \omega_i + \omega_c) t - \theta] - \sin \\
 (& \omega_c t + \theta) \} \\
 & + (A \cdot C \cdot K / 4) (\sin 2 \omega_i t) \\
 & + (B \cdot D \cdot K / 4) [\cos (2 \omega_i t - \theta) + \cos \\
 &] \dots \dots (4)
 \end{aligned}$$

10

【 0 0 5 4 】

上記式 (3)、(4)において、角周波数 $2 \omega_i$ を含む項は、LPF 33c、33dで除去されるので、直交復調器 33からは次の信号 I_r 、 Q_r が出力される。

20

【 0 0 5 5 】

$$\begin{aligned}
 I_r &= (A \cdot K / 4) \cdot \cos \omega_c t \\
 & + (A \cdot C \cdot K / 4) - (B \cdot D \cdot K / 4) \cdot \sin \\
 & = G a \cdot \cos \omega_c t + E \dots \dots (5)
 \end{aligned}$$

【 0 0 5 6 】

$$\begin{aligned}
 Q_r &= (B \cdot K / 4) \cdot \sin (\omega_c t + \theta) \\
 & + (B \cdot D \cdot K / 4) \cdot \cos \\
 & = G b \cdot \sin (\omega_c t + \theta) + F \dots \dots (6)
 \end{aligned}$$

30

【 0 0 5 7 】

ただし、

$$\begin{aligned}
 G a &= (A \cdot K / 4) \\
 E &= (A \cdot C \cdot K / 4) - (B \cdot D \cdot K / 4) \cdot \sin \\
 G b &= (B \cdot K / 4) \\
 F &= (B \cdot D \cdot K / 4) \cdot \cos
 \end{aligned}$$

【 0 0 5 8 】

つまり、直交復調器 33から出力される信号 I_r は、図6の(a)に示しているように、振幅 $G a$ 、周波数 f の正弦波に直流 E が重畳されたものであり、信号 Q_r は、図6の(b)に示しているように、振幅 $G b$ 、周波数 f で信号 I_r に対して $\theta/2$ から θ だけ位相がずれた正弦波に直流 F が重畳されたものとなる。

40

【 0 0 5 9 】

上記式 (5)、(6)から、両信号 I_r 、 Q_r の振幅 $G a$ 、 $G b$ の比 $G a / G b$ は、
 $G a / G b = (A \cdot K / 4) / (B \cdot K / 4) = A / B$
 となり、直交変調器 24の利得比を示している。

【 0 0 6 0 】

また、両信号 I_r 、 Q_r の位相誤差 θ は、直交変調器 24のローカル信号 $L a$ 、 $L a$ の位相誤差を示している。

【 0 0 6 1 】

一方、信号 I_r の直流分 E には、直交変調器 24の同相側の直流オフセット誤差 C と利

50

得 A の積に依存した成分だけでなく、直交側の直流オフセット誤差 D、利得 B および位相差 の正弦値の積に依存した成分が含まれており、しかも、直交変調器 24 から周波数変換器 30 までの利得 K にも依存している。

【0062】

同様に、信号 Q_r の直流分 F は、直交変調器 24 の直交側の直流オフセット誤差 D、利得 B および位相差 の余弦値の積に依存した成分となり、しかも、直交変調器 24 から周波数変換器 30 までの利得 K も含まれている。

【0063】

したがって、両信号 I_r 、 Q_r の波形から直交変調器 24 の直流オフセット誤差 C、D を直接求めることはできないが、以下の 2 つの方法のいずれかを用いることで、直流オフセット誤差 C、D を求めることができる。

【0064】

第 1 の方法は、両信号 I_r 、 Q_r の波形から算出された位相誤差 により、その正弦値と余弦値を算出する。

【0065】

の正弦値が判れば、直流分 F の式から、

$$(B \cdot D \cdot K / 4) = F / \cos$$

の値が既知となり、これを直流分 E の式に代入すると、

$$\begin{aligned} E &= (A \cdot C \cdot K / 4) - (B \cdot D \cdot K / 4) \cdot \sin \\ &= (A \cdot C \cdot K / 4) - F / \cos \end{aligned}$$

となる。

【0066】

上記式で、直流分 E は直流オフセット誤差 C を変数とする傾き $(A \cdot K / 4)$ の直線となるから、補正部 22 により直流オフセット誤差 C を既知の値 だけ変化させて、そのときの直流分 E を測定すれば、傾き $(A \cdot K / 4)$ が判る。

【0067】

即ち、

$$\begin{aligned} E &= (A \cdot K / 4) (C + \quad) - F / \cos \\ &= (A \cdot C \cdot K / 4) - F / \cos + \quad \cdot (A \cdot K / 4) \\ &= E + \quad \cdot (A \cdot K / 4) \end{aligned}$$

よって、

$$(A \cdot K / 4) = (E - E) /$$

【0068】

したがって、直流オフセット誤差 C は、

$$C = \quad \cdot (E - F / \cos) / (E - E)$$

により算出できる。

【0069】

また、直交側の直流分 F については、直流オフセット誤差 D を変数とする傾き $(\cos \cdot B \cdot K / 4)$ の直線であるから、直流オフセット誤差 D を既知の値 だけ変化させたときの直流分 F を測定すれば、傾きが判る。

【0070】

即ち、

$$\begin{aligned} F &= (\cos \cdot B \cdot K / 4) \cdot (D + \quad) \\ &= F + \quad \cdot (\cos \cdot B \cdot K / 4) \end{aligned}$$

よって、

$$(\cos \cdot B \cdot K / 4) = (F - F) /$$

【0071】

これを元の式に代入すれば、

$$F = (\cos \cdot B \cdot K / 4) \cdot D = D \cdot (F - F) /$$

となる。したがって、直流オフセット誤差 D は、

10

20

30

40

50

$$D = \frac{F}{F - F}$$

によって算出できる。

【0072】

また、第2の方法は、位相誤差が得られた時点で、補正部22によりこの位相誤差を補正してから直流オフセット誤差を算出する方法である。

【0073】

即ち、位相誤差が0になれば、その正弦値は0、余弦値は1となるから、直流分E、Fは、

$$E = (A \cdot C \cdot K / 4)$$

$$F = (B \cdot D \cdot K / 4)$$

10

となる。

【0074】

上記直流分Eの式は、直流オフセット誤差Cを変数とする傾き(A・K/4)の直線であり、同様に直流分Fの式は、直流オフセット誤差Dを変数とする傾き(B・K/4)の直線である。

【0075】

したがって、この状態から前記方法と同様に直流オフセット誤差C、Dに既知の値、をそれぞれ加えたときの直流分E、Fを測定すれば傾きが判る。

【0076】

即ち、

$$E = E + (A \cdot K / 4)$$

$$(A \cdot K / 4) = (E - E) /$$

$$F = F + (B \cdot K / 4)$$

$$(B \cdot K / 4) = (F - F) /$$

20

【0077】

そして、上記得られた傾きの値を元の式に代入すれば、

$$E = (A \cdot C \cdot K / 4) = C \cdot (E - E) /$$

$$F = (B \cdot D \cdot K / 4) = D \cdot (F - F) /$$

となり、次のように、直流オフセット誤差C、Dを算出できる。

【0078】

$$C = E / (E - E)$$

$$D = F / (F - F)$$

30

【0079】

誤差算出部35は、図6のように得られた正弦波の復調信号I_r、Q_rに基づいて、上記誤差を算出するものであり、利得誤差算出手段35aは、信号I_r、Q_rの振幅G_a、G_bをそれぞれ求め、その比を利得誤差h(dB)として算出する。

【0080】

ただし、図6の信号I_r、Q_rには直流分E、Fが重畳しているので、各信号I_r、Q_rの最大値(ピーク)I_r(max)、Q_r(max)と最小値(ボトム)I_r(min)、Q_r(min)をそれぞれ求めて、次の演算を行う。

40

【0081】

$$h = 20 \cdot \log$$

$$\left[\frac{|I_r(\max) - I_r(\min)|}{|Q_r(\max) - Q_r(\min)|} \right]$$

【0082】

また、位相誤差算出手段35bは、信号I_rの所定のポイントを示す第1特定点と、信号Q_rの前記第1特定点に対応するポイントを示す第2特定点との時間差に基づいて、両信号I_r、Q_rの位相誤差を求める。

【0083】

ここで、第1特定点、第2特定点のポイントは、両信号I_r、Q_rの位相差を特定でき

50

る点であれば任意であり、ピーク値とボトム値の中心値（直流分の電圧）を所定方向に横切る点、電圧ゼロを所定方向に横切る点（ゼロクロス点）、ピーク値となる点、あるいはボトム値となる点等を採用できるが、ここでは、ピーク値とボトム値の中心値を所定方向に横切る点を第1特定点、第2特定点とする場合について説明する。

【0084】

即ち、両信号 I_r 、 Q_r に直流分がない場合には、両信号 I_r 、 Q_r のゼロクロスタイミングを求めて、その位相差と $\pi/2$ との誤差を求めることができるが、前記したように、両信号 I_r 、 Q_r には、直流分 E 、 F が重畳している。これらの直流分は各信号 I_r 、 Q_r のピーク値とボトム値の中心値であり、次の演算で求めることができる。

【0085】

$$E = [I_r (\max) + I_r (\min)] / 2$$

$$F = [Q_r (\max) + Q_r (\min)] / 2$$

【0086】

そして、図6のように、信号 I_r が電圧 E を所定方向に横切る点を第1特定点 A_1 としてその時刻 t_i を求め、同様に、信号 Q_r が電圧 F を信号 I_r と同一方向に横切る点を第2特定点 A_2 としてその時刻 t_q を求める。

【0087】

また、次の演算、

$$I_r = I_r + E$$

$$Q_r = Q_r + F$$

により信号 I_r 、 Q_r をそれぞれの直流分 E 、 F 分だけ補正し、その補正した信号 I_r 、 Q_r が、同一方向にゼロ点を横切る点をそれぞれ第1特定点 A_1 、第2特定点 A_2 として、その時刻 t_i 、 t_q をゼロクロスタイミングとしてもよい。

【0088】

そして、位相誤差 θ を次の演算により求める。

$$\theta = [1 / (4 f)] - (t_q - t_i)$$

【0089】

なお、前記したように、位相誤差 θ は、両信号 I_r 、 Q_r がピーク値あるいはボトム値となる点の時間差から算出することも可能であり、この場合直流分 E 、 F に無関係に位相誤差 θ を求めることができる。ただし、正弦波のピークあるいはボトムの付近の電圧変化は非常に緩慢であるため、その領域の電圧変化から特定点を決定する方法では、上記方法に比べて精度的に不利となる。したがって、この場合には、信号のピークあるいはボトムの付近から離間し電圧変化が急な領域で共通の電圧を横切り、且つピーク値あるいはボトム値を挟む2つの点を求め、その2点の中間のタイミングを特定点の時刻とすればよい。

【0090】

また、両信号 I_r 、 Q_r に直流オフセット誤差がある状態であっても、両信号 I_r 、 Q_r の振幅誤差が無い場合、例えばピーク値（またはボトム値）から一定値だけ低い（または高い）電圧を所定方向に横切る点を前記特定点とすることができる。また、振幅誤差だけでなく、直流オフセット誤差も無い場合には、両信号 I_r 、 Q_r に共通の任意の電圧を所定方向に横切る点を前記特定点とすることができる。

【0091】

上記のようにして位相誤差 θ が得られた後に、オフセット算出手段35bは、復調された両信号 I_r 、 Q_r の直流分 E 、 F を前記同様に求め、前記した2つの方法のいずれかにより、直交変調器24の直流オフセット誤差 C 、 D を算出する。

【0092】

ただし、前記した第1の方法で直流オフセット誤差 C 、 D を算出する場合、補正部22のオフセット補正手段22bに対し既知の直流値 E 、 F に対応した補正值を設定する必要がある。

【0093】

また、前記した第2の方法で直流オフセット誤差 C 、 D を算出する場合には、算出され

10

20

30

40

50

た位相誤差 を相殺するための補正値を補正部 2 2 の位相補正手段 2 2 c に対して設定し、さらにオフセット補正手段 2 2 b に対して既知の値 、 に対応した補正値を設定する必要がある。

【 0 0 9 4 】

これらの処理をオフセット算出手段 3 5 c が独立に行うことも可能であるが、補正値算出手段 3 6 の補正値算出機能と制御部 4 0 の補正値設定機能を利用して行う方が構成上有利であるので、図 1、2 では、オフセット算出手段 3 5 c の要求に対して補正値算出手段 3 6 が既知の値 、 に対応した補正値を求めて制御部 4 0 に通知し、制御部 4 0 が位相誤差 を相殺するための補正値（これはメモリ 3 7 に記憶されている）と補正値算出手段 3 6 から通知された既知の値 、 に対応する補正値とを補正部 2 2 に設定するようにしている。

10

【 0 0 9 5 】

なお、上記各誤差の算出は、異なる複数のポイントを用いてその平均処理を行うことで、精度を高くすることができる。

【 0 0 9 6 】

補正値算出手段 3 6 は、上記のようにして得られた振幅誤差 h 、位相誤差 および直流オフセット誤差 C 、 D を相殺するために必要な補正部 2 2 の各補正部 2 2 a ~ 2 2 c の補正情報を算出する。

【 0 0 9 7 】

つまり、利得補正手段 2 2 a において、振幅誤差 h を相殺するためには、同相成分信号 I を h (d B) 減衰すればよく、その減衰に必要な補正情報 J (h) を求める。

20

【 0 0 9 8 】

また、オフセット補正手段 2 2 b において、直流オフセット誤差 C 、 D を相殺するためには、同相成分信号 I から直流電圧 C を減算し、直交成分信号 Q から直流電圧 D を減算すればよく、その減算に必要な補正情報 J (C)、 J (D) を求める。

【 0 0 9 9 】

同様に、位相補正手段 2 2 c において、位相誤差 を相殺するためには、同相成分信号 I に対して直交成分信号 Q を誤差 分遅延すればよく、その誤差 分の遅延に必要な補正情報 J () を求める。

【 0 1 0 0 】

このようにして得られた各補正情報は、制御部 4 0 の処理により、そのときのキャリア周波数 f_c に対応付けられてメモリ 3 7 に記憶される。

30

【 0 1 0 1 】

モード指定手段 3 8 は、所望の変調用信号によって変調された所望キャリア周波数の直交変調信号を直交変調器 2 4 から出力する通常モードと、校正モードのいずれかを指定するためのものであり、例えば図示しない操作部の操作、タイマー動作あるいは外部装置からの指示を受けて動作モードを指定する。

【 0 1 0 2 】

制御部 4 0 は、モード指定手段 3 8 によって指示されたモードに基づいて、装置の制御を行う。

40

【 0 1 0 3 】

図 7 は、校正モードが指定されたときの制御部 4 0 および装置全体の動作の手順を示すフローチャートである。以下、このフローチャートに基づいて、制御部の動作およびこの直交変調信号の校正方法を説明する。

【 0 1 0 4 】

校正モードが指定されると、制御部 4 0 は、キャリア周波数 f_c を初期値 f_1 (例えば可変範囲の下限周波数) に設定し、校正用信号を直交変調器 2 4 に入力させ、スイッチ 2 6 を周波数変換器 3 0 側に接続する ($S_1 \sim S_3$)。

【 0 1 0 5 】

この校正用信号に対する直交変調器 2 4 の出力信号 X は、スイッチ 2 6 を介して周波数

50

変換器 30 に入力され、キャリア周波数 $f_c = f_1$ から周波数 f_i の差のある第 2 ローカル信号 L_b と混合されて、中間周波数帯の信号 Y に変換される (S4)。

【0106】

そして、この中間周波数帯の信号 Y は、A/D 変換器 32 によりデジタル信号に変換され、直交変調器 33 で直交復調される (S5)。

【0107】

この直交復調器 33 はデジタル方式であるので、直交変調器 24 の誤差分のみを正確に含む正弦波の信号 I_r 、 Q_r が復調され、誤差算出部 35 により、この復調信号の振幅誤差 h 、位相誤差 および直流オフセット誤差 C 、 D が前記したように算出される (S6)。

10

【0108】

そして、この算出された各誤差を補正部 22 で相殺補正するために必要な各補正值が算出され、メモリ 37 に記憶される (S7、S8)。

【0109】

以下、キャリア周波数 f_c を f (例えば $f = 100 \text{ MHz}$) ステップで上限周波数まで順次変更しながら S4 ~ S8 までの処理を繰り返し、可変帯域の下限から上限までの各キャリア周波数毎の補正值をメモリ 37 に記憶し、校正モードを終了して通常モードに移行する (S9、S10)。

【0110】

なお、上記校正モードで使用する各キャリア周波数 (校正用キャリア周波数) は、例えば、キャリア周波数の可変帯域全体を直交変調器 24 の各誤差がほぼ一定と見なせる幅 (前記 f) の周波数帯域に分割し、その分割された各周波数帯域のほぼ中心となるように設定すればよく、この場合、周波数帯域毎の補正值を求めていることになる。

20

【0111】

通常モードに移行した場合、図 8 に示すように、スイッチ 26 を出力端子 20 a 側に切換え、指定された変調用信号を変調用信号発生器 21 から補正部 22 に入力させる。

【0112】

さらに、第 1 ローカル信号 L_a を、指定されたキャリア周波数 f_c に設定するとともに、そのキャリア周波数 f_c に対応する各補正值を、メモリ 37 に記憶されている補正值を参照して求め、補正部 22 に設定する (S11 ~ S14)。

30

【0113】

ここで、指定されたキャリア周波数が、いずれかの校正用キャリア周波数を含む幅 f の帯域内にあれば、その校正用キャリア周波数に対応する補正值をメモリ 37 から読み出して設定すればよい。

【0114】

なお、ここでは、直交変調器 24 の誤差がほぼ一定と見なせる周波数帯域のほぼ中心を校正用キャリア周波数とし、周波数帯域毎の補正值をそれぞれ求めておき、指定されたキャリア周波数が含まれる周波数帯域に対応する補正值を用いて変調用信号を補正する場合について説明したが、これは本発明を限定するものではない。

【0115】

例えば、キャリア周波数の変化に対して直交変調器 24 の誤差の変化がほぼ一定と見なせる周波数帯域の境界を校正用キャリア周波数として補正值を求めておき、指定されたキャリア周波数が含まれる周波数帯域の両端の校正用キャリア周波数に対応する補正值同士の間を補間処理し、指定されたキャリア周波数に対応する補正值を算出して設定することも可能である。

40

【0116】

これにより、直交変調器 24 には、指定されたキャリア周波数 f_c における直交変調器 24 の各誤差を相殺するように補正された変調用信号が入力され、直交変調器 24 からは元の変調用信号 (補正前の変調用信号) に対して精度よく変調された直交変調信号 X が生成され、スイッチ 26 を介して出力端子 20 a から出力される。

50

【 0 1 1 7 】

また、この状態から例えばキャリア周波数の変更が指定されると、処理 S 1 3 に戻り、そのキャリア周波数が変更され、そのキャリア周波数に応じた補正值が補正部 2 2 に設定されて、前記同様に、元の変調信号に対して精度よく変調された直交変調信号 X が生成出力される (S 1 5)。また、この通常モード中に校正モードが指定された場合には前記図 7 の処理に移行する (S 1 6)。

【 0 1 1 8 】

このように実施形態の直交変調装置 2 0 および校正方法では、同一周波数、同一振幅で位相が正確に直交する正弦波の同相成分信号と直交成分信号とを校正用信号として用い、この校正用信号と第 1 ローカル信号とに基づいて直交変調器 2 4 で生成された直交変調信号 X を、第 1 ローカル信号と同一の基準信号源に基づいて生成された第 2 ローカル信号により中間周波数帯に変換し、これをデジタル信号に変換してからデジタル直交復調処理を行って、直交変調器 2 4 の各誤差が正確に含まれた復調信号を得ている。

10

【 0 1 1 9 】

そして、この復調信号から算出された各誤差をそれぞれ相殺補正するための補正值をキャリア周波数毎に求めてメモリ 3 7 に記憶しておき、所望の変調用信号で変調された所望キャリア周波数の直交変調信号を出力する際には、そのキャリア周波数に対応した補正值により、変調用信号を補正して直交変調器 2 4 に入力させ、直交変調器 2 4 の各誤差が相殺された精度の高い直交変調信号を出力している。

【 0 1 2 0 】

このため、別装置でイメージ成分やキャリア漏れ成分のスペクトラムを観測しながら補正值を追い込み調整するという煩雑な作業をすることなく、広帯域なダイレクト変換方式の直交変調装置の校正を極めて短時間に且つ正確に行うことができる。

20

【 0 1 2 1 】

前記した直交変調装置 2 0 は、直交変調信号を受信する各種機器の試験や通信等に用いることができ、また、その対象機器から出力される直交変調信号を受信し、復調してその動作を解析する試験装置にも適用できる。

【 0 1 2 2 】

図 9 は、携帯電話機のような無線端末の試験を行う無線端末試験装置 5 0 の構成例を示している。

30

【 0 1 2 3 】

この無線端末試験装置 5 0 は、前記した直交変調装置 2 0 に、無線端末試験用のカプラ 2 7、スイッチ 2 8 を追加して構成されており、その他の構成要素は前記直交変調装置 2 0 と同等である。

【 0 1 2 4 】

無線端末試験装置 5 0 の制御部 4 0 は、モード指定手段 3 8 により校正モードが指定された場合、校正用信号を直交変調器 2 4 に入力させ、直交変調器の出力信号 X をスイッチ 2 6、2 8 を介して周波数変換器 3 0 に入力させた状態で、キャリア周波数を順次可変させるとともに、そのキャリア周波数毎に補正值算出手段 3 6 によって得られた補正值をキャリア周波数に対応づけてメモリ 3 7 に記憶させる。

40

【 0 1 2 5 】

また、無線端末を試験するための通常モードが指定された場合、制御部 4 0 は、キャリア周波数を試験に必要な所望値に設定し、そのキャリア周波数に対応した各補正值を、メモリ 3 7 に記憶されている各補正值を参照して求めて補正部 2 2 に設定するとともに、試験用の所望の変調用信号を補正部 2 2 を介して直交変調器 2 4 に入力させ、この直交変調器 2 4 の出力信号 X をスイッチ 2 6 およびカプラ 2 7 を介して試験対象の無線端末に送信する。

【 0 1 2 6 】

また、制御部 4 0 は、無線端末の出力信号をカプラ 2 7 およびスイッチ 2 8 を介して周波数変換器 3 0 に入力させ、直交復調器 3 3 で復調された信号に対する解析処理を行い

50

、無線端末の動作を確認する。

【0127】

つまり、前記した直交変調装置20で校正のためだけに用いていた周波数変換器30から直交復調器33までの構成を、端末試験のための受信復調部として兼用することができ、小規模な構成で高精度な試験を行うことができる。

【0128】

なお、ここでは復調された信号に対する解析処理を制御部40で行うようにしていたが、解析処理を制御部40と独立した解析処理部で行ってもよい。

【図面の簡単な説明】

【0129】

【図1】本発明の実施形態の構成を示す図

【図2】A/D変換処理後に位相補正を行う場合の構成を示す図

【図3】実施形態の要部の構成図

【図4】実施形態の要部の構成図

【図5】実施形態の要部の構成図

【図6】実施形態の復調信号の波形を示す図

【図7】実施形態の校正モードの処理手順を示すフローチャート

【図8】実施形態の通常モードの処理手順を示すフローチャート

【図9】本発明の他の実施形態の構成図

【図10】直交変調器の構成図

【図11】直交変調器の誤差補正機能を有する直交変調装置の構成図

【符号の説明】

【0130】

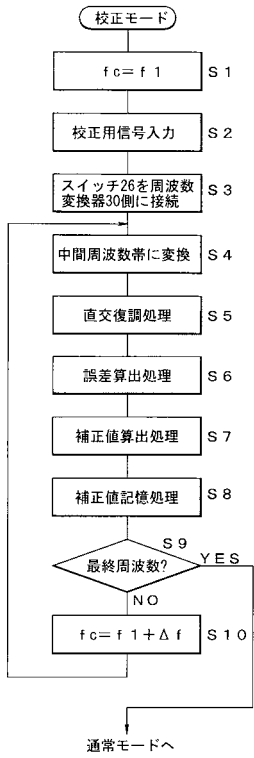
20 …… 直交変調装置、21 …… 変調用信号発生器、22 …… 補正部、22a …… 利得補正手段、22b …… オフセット補正手段、22c …… 位相補正手段、23 …… D/A変換器、24 …… 直交変調器、25 …… 第1ローカル信号発生器、26、28 …… スイッチ、27 …… カプラ、30 …… 周波数変換器、31 …… 第2ローカル信号発生器、32 …… A/D変換器、33 …… 直交復調器、35 …… 誤差算出部、35a …… 利得誤差算出手段、35b …… 位相誤差算出手段、35c …… オフセット算出手段、36 …… 補正值算出手段、37 …… メモリ、38 …… モード指定手段、40、40 …… 制御部、50 …… 無線端末試験装置

10

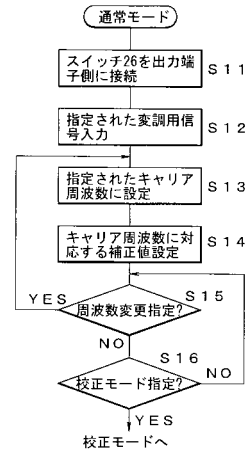
20

30

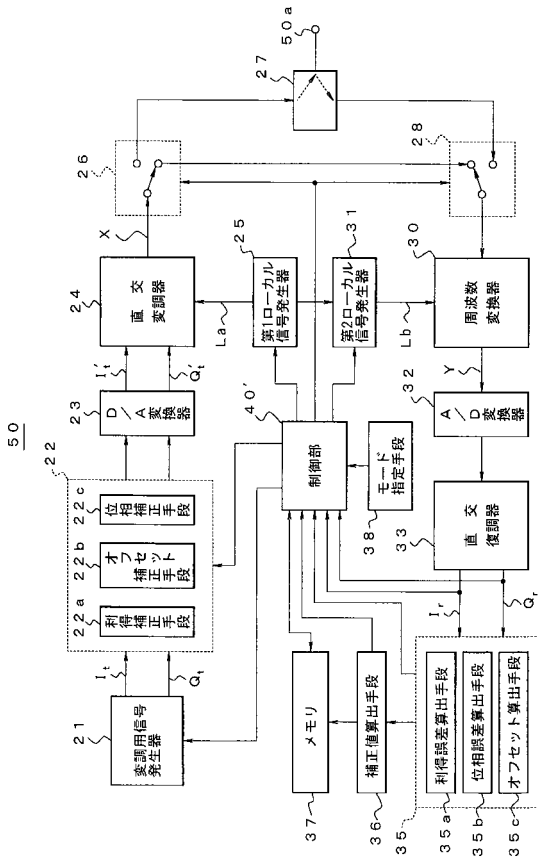
【図7】



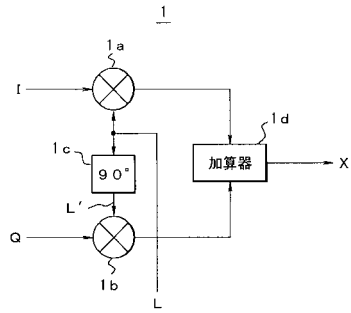
【図8】



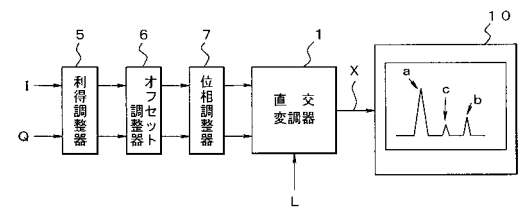
【図9】



【図10】



【図11】



フロントページの続き

(56)参考文献 特開2001-339452(JP,A)
特開平04-275746(JP,A)
特開平10-136048(JP,A)
特開2001-044762(JP,A)
特開2000-151731(JP,A)
特表2001-522188(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04L 27/36

H04L 27/20