

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第4172805号
(P4172805)

(45) 発行日 平成20年10月29日 (2008. 10. 29)

(24) 登録日 平成20年8月22日 (2008. 8. 22)

(51) Int. Cl.	F I
H O 4 L 27/34 (2006. 01)	H O 4 L 27/00 E
H O 4 L 27/18 (2006. 01)	H O 4 L 27/18 Z
H O 4 B 1/40 (2006. 01)	H O 4 B 1/40

請求項の数 11 (全 34 頁)

(21) 出願番号	特願2006-191784 (P2006-191784)	(73) 特許権者	000003078
(22) 出願日	平成18年7月12日 (2006. 7. 12)		株式会社東芝
(65) 公開番号	特開2008-22243 (P2008-22243A)		東京都港区芝浦一丁目1番1号
(43) 公開日	平成20年1月31日 (2008. 1. 31)	(74) 代理人	100109900
審査請求日	平成18年7月12日 (2006. 7. 12)		弁理士 堀口 浩
		(72) 発明者	山口 恵一
			東京都港区芝浦一丁目1番1号 株式会社
			東芝内
		(72) 発明者	山岡 敦志
			東京都港区芝浦一丁目1番1号 株式会社
			東芝内
		審査官	彦田 克文

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 通信装置、直交誤差補償の設定値算出方法および直交誤差補償プログラム

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

第1の局部信号と、前記第1の局部信号とは位相差を有する第2の局部信号とを生成する局部信号発生部と、

前記第1の局部信号を用いて入力信号を変調信号へ変調する直交変調部と、

前記直交変調部にて生じる直交誤差を補正する第1の直交誤差補償部と、

前記第2の局部信号を用いて前記変調信号を復調信号へ復調する直交復調部と、

前記直交復調部にて生じる直交誤差を補正する第2の直交誤差補償部と、

前記第1の局部信号と前記第2の局部信号との位相差と、前記入力信号と、前記復調信号と、から前記第1の直交誤差補償部の設定値と前記第2の直交誤差補償部の設定値とを
求める直交誤差補償設定部と、

を備えることを特徴とする通信装置。

【請求項2】

前記直交誤差補償設定部は、前記第1の局部信号と前記第2の局部信号との位相差が第1の大きさである場合における前記入力信号と前記復調信号との対応関係と、前記位相差が前記第1の大きさとは異なる第2の大きさである場合における前記入力信号と前記復調信号との対応関係と、用いて、前記第1の直交誤差補償部の設定値と前記第2の直交誤差補償部の設定値とを求めることを特徴とする請求項1記載の通信装置。

【請求項3】

前記第1の大きさと前記第2の大きさとの差は90°であることを特徴とする請求項2

10

20

記載の通信装置。

【請求項 4】

前記第 1 の大きさと前記第 2 の大きさとの差が 15° 乃至 175° の範囲内にあることを特徴とする請求項 2 記載の通信装置。

【請求項 5】

前記第 1 の大きさと前記第 2 の大きさとの差が 185° 乃至 345° の範囲内にあることを特徴とする請求項 2 記載の通信装置。

【請求項 6】

前記局部信号発生部は、前記第 1 の局部信号を発生する基本局部信号発生部と、前記第 1 の局部信号を移相して前記第 2 の局部信号を出力する移相部と、を備えることを特徴とする請求項 1 記載の通信装置。

10

【請求項 7】

前記第 2 の直交誤差補償部の出力信号と第 1 の原信号との関係から非線形歪補償特性を求め、該非線形補償特性で前記第 1 の原信号に非線形歪補償を施した第 2 の原信号を前記第 1 の直交誤差補償部へ供給する非線形歪補償部を更に備え、

前記第 1 の直交誤差補償部は前記第 2 の原信号に、前記直交変調部にて生じる直交誤差補正を施して前記入力信号として出力することを特徴とする請求項 1 記載の通信装置。

【請求項 8】

第 1 の局部信号を用いて入力信号を変調信号へ変調する直交変調部と、前記直交変調部にて生じる直交誤差を補正する第 1 の直交誤差補償部と、前記変調信号を第 2 の局部信号で復調信号へ復調する直交復調部と、前記直交復調部にて生じる直交誤差を補正する第 2 の直交誤差補償部と、を備える装置における直交誤差補償の設定値算出方法において、

20

前記直交変調部が変調に用いる第 1 の局部信号と前記直交復調部が復調に用いる第 2 の局部信号との間に第 1 の位相差を与えて、前記直交変調部の入力信号と前記直交復調部の復調信号とを取得するステップと、

前記第 1 の局部信号と前記第 2 の局部信号との間に第 2 の位相差を与えて、前記直交変調部の入力信号と前記直交復調部の復調信号とを取得するステップと、

前記第 1 の位相差における前記直交変調部の入力信号と前記直交復調部の復調信号と、前記第 2 の位相差における前記直交変調部の入力信号と前記直交復調部の復調信号と、を少なくとも用いて、前記第 1 の直交誤差補償部の設定値と前記第 2 の直交誤差補償部の設定値とを算出し、前記設定値それぞれを前記第 1 の直交誤差補償部及び前記第 2 の直交誤差補償部に設定するステップと、

30

を備えることを特徴とする、直交誤差補償の設定値算出方法。

【請求項 9】

前記入力信号と前記第 2 の直交誤差補償部の出力信号とから、前記第 1 の直交誤差補償部の設定値と前記第 2 の直交誤差補償部の設定値とを算出することを特徴とする請求項 8 記載の直交誤差補償の設定値算出方法。

【請求項 10】

第 1 の局部信号を用いて入力信号を変調信号へ変調する直交変調部と、前記直交変調部にて生じる直交誤差を補正する第 1 の直交誤差補償部と、第 2 の局部信号を用いて前記変調信号を復調信号へ復調する直交復調部と、前記直交復調部にて生じる直交誤差を補正する第 2 の直交誤差補償部と、前記第 1 の局部信号と前記第 2 の局部信号とを位相差を設けて生成する局部信号発生部と、前記入力信号と前記復調信号との対応関係を少なくとも用いて前記第 1 の直交誤差補償部の設定値と前記第 2 の直交誤差補償部の設定値とを求める直交誤差補償設定部と、を備える装置に適用する直交誤差補償プログラムにおいて、

40

前記局部信号発生部に、前記第 1 の局部信号と前記第 2 の局部信号との間に第 1 の位相差を与えさせ、

前記直交誤差補償設定部に、前記直交変調部の入力信号と前記直交復調部の復調信号とを取得させ、

前記局部信号発生部に、前記第 1 の局部信号と前記第 2 の局部信号との間に第 2 の位相

50

差を与えさせ、

前記直交誤差補償設定部に、前記直交変調部の入力信号と前記直交復調部の出力信号とを取得させ、

前記直交誤差補償設定部に、前記第1の位相差における前記直交変調部の入力信号と前記直交復調部の復調信号と、前記第2の位相差における前記直交変調部の入力信号と前記直交復調部の復調信号と、を少なくとも用いて、前記第1の直交誤差補償部の設定値と前記第2の直交誤差補償部の設定値とを求め、前記設定値それぞれを前記第1の直交誤差補償部及び前記第2の直交誤差補償部に設定させる

ことを特徴とする直交誤差補償プログラム。

【請求項11】

前記入力信号(I2 & Q2)と前記第2の直交誤差補償部(直交復調器誤差補償部404)の出力信号(I5 & Q5)とから、前記第1の直交誤差補償部(直交変調器誤差補償部402)の設定値と前記第2の直交誤差補償部(直交復調器誤差補償部404)の設定値とを算出することを特徴とする請求項10記載の直交誤差補償プログラム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は直交変調器および直交復調器のIQインバランス(利得誤差、位相誤差、直流オフセット等)の不完全性を補償するもので、特に直交変調器と直交復調器の誤差を、RF信号の経路切り替えをせずに推定する技術に関する。

【背景技術】

【0002】

直交変復調器を用いるDPD(Digital Pre-Distorter: デジタル非線形歪補償器)の構成は広く一般的に知られている。例えば特許文献1の図3においては、D/A変換器308やA/D変換器322よりも左に示される部分がそれに該当する。

【0003】

しかし、DPDは、非線形特性は補償できても、直交変調器と直交復調器とにおけるI・Q信号変復調の振幅誤差、位相誤差(直交誤差)、直流オフセットは残留する。また、残留するこれらの誤差はDPDの非線形特性の補償性能にも影響を与えるので、別途除去する必要がある。

【0004】

一方、直交変調器における誤差を補償する技術としては例えば特許文献2の図1及び図2に記載された構成が知られている。また、直交復調器における誤差を補償する技術としては例えば特許文献3の各図に記載された構成が知られている。

【0005】

いずれの技術も、直交変復調部の出力を復調して誤差検出に供するフィードバック系を備える構成である。

【特許文献1】特許第3198864号公報

【特許文献2】特開2000-270037公報

【特許文献3】特開2003-309615公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

特許文献1記載の技術のフィードバック系と、特許文献2記載の技術あるいは特許文献3記載の技術のフィードバック系とを単純に共用する構成としても、直交変調器による誤差なのか直交復調器による誤差なのか、あるいは非線形誤差なのかを切り分ける術がなかった。そのため、フィードバック系を直交変調器と直交復調器とに個別に設ける必要があり、回路規模が大きくならざるを得なかった。

【0007】

これを鑑みてこの発明は、フィードバック系をDPDと直交誤差補償回路とで共用させ

10

20

30

40

50

る構成を採っても、非線形特性と直交変調器および直交復調器の誤差とを切り分けて補償させ得る構成及び方法を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0008】

本発明は、第1の局部信号と、前記第1の局部信号とは位相差を有する第2の局部信号とを生成する局部信号発生部と、前記第1の局部信号を用いて入力信号を変調信号へ変調する直交変調部と、前記直交変調部にて生じる直交誤差を補正する第1の直交誤差補償部と、前記第2の局部信号を用いて前記変調信号を復調信号へ復調する直交復調部と、前記直交復調部にて生じる直交誤差を補正する第2の直交誤差補償部と、前記第1の局部信号と前記第2の局部信号との位相差と、前記入力信号と、前記復調信号と、から前記第1の直交誤差補償部の設定値と前記第2の直交誤差補償部の設定値とを求める直交誤差補償設定部と、を備えることを特徴とする通信装置を提供する。また、係る機能を得るための直交誤差補償の設定値算出方法や直交誤差補償プログラムを提供する。

10

【発明の効果】

【0009】

本発明によれば、フィードバック系をDPDと直交誤差補償回路とで共用させる構成を採っても、非線形特性と直交変調器および直交復調器の誤差とを切り分けて補償することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0010】

20

以下、図面を参照しながら本実施の形態について詳細に説明する。

【0011】

図1は本実施の形態に係る通信装置100のブロック図である。

【0012】

通信装置100の構成を、アナログ部200とデジタル部400とに分けて説明する。

【0013】

(アナログ部200の構成)

アナログ部200は、DAC (Digital-Analog Converter: デジタルーアナログ変換器) 201及び202、LPF (Low Pass Filter: ローパスフィルタ) 203及び204、ミキサ205及び206、移相器207、PA (Power Amplifier: 電力増幅器) 208などを備える。以下これらを纏めて送信系回路600と称する。

30

【0014】

またアナログ部200は、ミキサ213及び214、移相器212、LPF 215及び216、ADC (Analog-Digital Converter: アナログーデジタル変換器) 217及び218などを備える。以下これらを纏めて受信系回路800と称する。

【0015】

アナログ部200は更に、アンテナ209、スイッチ210及び211、カプラ222を備える。以下これらをまとめてアンテナ共用部300と称する。

【0016】

アナログ部200はさらに、移相器220、DAC 221、LO (Local signal oscillator: 局部信号発振器) 219を備える。以下これらをまとめてLO部500と称する。

40

【0017】

(送信系回路600の構成)

デジタルの直交ベースバンド信号 I_0 及び Q_0 はデジタル部400により加工されてそれぞれ、 I_2 及び Q_2 としてDAC 201及び202へ供給される。

【0018】

DAC 201は I_2 をアナログ信号に変換し、LPF 203を通してミキサ205へ供給する。また、DAC 202は Q_2 をアナログ信号に変換し、LPF 204を通してミキサ206へ供給する。

50

【0019】

ミキサ205は、アナログ信号に変換された I_2 を、LO219が出力する信号LO₀を用いて変調する。またミキサ206は、アナログ信号に変換された Q_2 を、移相器207により90°移相された信号LO₁を用いて変調する。本実施の形態では、ミキサ205及び206と移相器207とで直交変調器230を構成している。

【0020】

PA208はミキサ205の出力である I_3 とミキサ206の出力である Q_3 との加算信号を増幅し、増幅変調信号を出力する。

【0021】

図示していないが、必要に応じて直交変調器230の出力とPA208の間に増幅器やアッテネータやフィルタを挿入しても良い。また、これらは、可変増幅器、可変アッテネータであっても構わない。また、必要に応じてPA208の出力側にフィルタやアイソレータを挿入しても良い。また、PA208はフィードフォワード方式やプリディストーション方式などのいわゆるリニアライザの構成を取っていても良い。また、PA208はその動作級がいかなるものであってもよく、また、Doherty増幅器やEERなどの特殊な構成であっても良い。

【0022】

(アンテナ共用部300の構成)

スイッチ210はアンテナ209と送信系回路600とを接続／切断する。またスイッチ210はアンテナ209と受信系回路800につながるスイッチ211とをも接続／切断する。

【0023】

スイッチ211はPA208の出力の一部をカプラ222で分岐した経路と受信系回路800を接続／切断する。また、スイッチ211はスイッチ210と受信系回路800とをも接続／切断する。以下、スイッチ210がアンテナ209と送信系回路600を接続している場合を送信モード、スイッチ210とスイッチ211がアンテナ209と受信系回路800を接続している場合を受信モード、スイッチ211がPA208からカプラ222により分岐された信号と受信系回路800を接続している状態を誤差推定モードと称する。誤差推定モードと送信モードは同時に利用できるが、送信モードと受信モードは排他的である。また、受信モードと誤差推定モードも排他的である。

【0024】

なお、アンテナ共用部300の構成は、受信モードがない（すなわちスイッチ210とスイッチ211がない）構成としてもよい。また、図1では図示しないが、実際のシステムでは必要に応じてフィルタを挿入してアンテナ209からの不要波の入出力を抑制するよう構成してもよい。また、フィルタを挿入することによって誤差推定モードにおける受信系回路800への不要波の回りこみを低減する構成としてもよい。

【0025】

(LO部500の構成)

DAC221は、後述する制御部405が出力する位相制御デジタル信号をアナログ信号へ変換して移相器220へ供給する。

【0026】

移相器220はDAC221から供給されるアナログ信号に応じた移相を、LO219が出力するLO信号に施す。すなわち、LO219と移相器220とで、互いに位相がずれた2つの局部信号を発生する局部信号発生部を構成している。移相器220が出力する信号をLO₂と称す。

【0027】

(受信系回路800の構成)

ミキサ213及び214は、受信モードにおいてはアンテナ209で受信した受信信号が、誤差推定モードにおいてはPA208の出力である増幅変調信号が、それぞれへ入力される。ミキサ213は、受信信号あるいは増幅変調信号を、移相器220が出力するL

10

20

30

40

50

02を用いて復調した、信号 I_4 を出力する。またミキサ214は、受信信号あるいは増幅変調信号を、移相器220から出力されてから更に移相器212により 90° 移相された信号であるLO3を用いて復調した、信号 Q_4 を出力する。本実施の形態では、ミキサ213及び214と移相器212とで直交復調器240を構成している。

【0028】

ADC217は、LPF215を通して不要な周波数成分を除去した I_4 をデジタル信号に変換してデジタル部400へ供給する。また、ADC218は、LPF216を通して不要な周波数成分を除去した Q_4 をデジタル信号に変換してデジタル部400へ供給する。

【0029】

なお、図示していないが、必要に応じてスイッチ211と直交復調器240との間に、フィルタ、増幅器、アッテネータ等を挿入してもよい。可変フィルタ、可変増幅器、可変アッテネータであってもよいことはいふまでもない。

【0030】

(デジタル部400の構成)

デジタル部400は、DPD(Digital Pre-Distorter: 非線形歪補償部)401、直交変調器誤差補償部402及び直交復調器誤差補償部404、直交誤差推定部403、制御部405、送信信号生成部406、受信信号処理部407を備える。

【0031】

DPD401は、直交ベースバンド信号 I_0 及び Q_0 に非線形歪補償を施した I_1 及び Q_1 を出力する。構成および動作については後述する。

【0032】

直交変調器誤差補償部402及び直交復調器誤差補償部404は、入力されるベースバンドの直交デジタル信号の直交性(振幅誤差、移相誤差、DCオフセットなど)を補正する。すなわち直交変調器誤差補償部402及び直交復調器誤差補償部404は、入力されるベースバンドの直交デジタル信号の両成分の、振幅や位相や直流オフセットなどが補正された I および Q 成分の信号を出力する。直交変調器誤差補償部402と直交復調器誤差補償部404との関係は、誤差推定モードにおいて検出された直交誤差から求められて設定される。

【0033】

直交誤差推定部403は直交変調器誤差補償部402に設定する各種のパラメータは、直交誤差推定部403は直交変調器誤差補償部402の演算モデルに応じて誤差推定モードにおいて求める。より詳しい構成については後述する。

【0034】

制御部405は、フローチャートを用いて説明する後述のシーケンスの制御や、各種計算を行うものである。

【0035】

送信信号生成部406は、送信すべきデータから、直交ベースバンド信号 I_0 及び Q_0 を生成する。なお、本実施の形態では送信すべきデータは送信システムに応じたシンボルレートで更新される。各直交デジタル信号の更新レートは、 I_0 及び Q_0 と、 I_1 及び Q_1 と、 I_2 及び Q_2 と、 I_4 及び Q_4 と、 I_5 及び Q_5 、さらにはDAC201及び202、ADC217及び218、のそれぞれの間で一致している必要はなく、通常これらの間で更新レートが1倍、2倍、4倍、8倍、16倍などのシステムによって都合の良い関係に設定される。レートの変換を行う場合、補完フィルタやデシメーション等の処理が必要となる。しかし、この操作は本発明の効果に影響しないため、本実施形態ではデジタル信号の更新レートは全て一致しているものとする。また、便宜上、この更新レートをシンボルレートと称するが、OFDMにおいてはOFDMシンボルレートではなくFFTポイントに応じたサンプリングレートと等価である。また、誤差推定モードで用いるシンボルのパターンが4種類あるものとする。受信信号処理部407は、受信モードにおいて入力されたデータから情報を再生するものである。

10

20

30

40

50

【0036】

(直交変調器誤差補償部402及び直交復調器誤差補償部404の構成)

直交変調器誤差補償部402は、例えば本願の図2に記載した構成とすればよい。すなわち直交変調器誤差補償部402は、加算器501、502、503、504、増幅器505、506、507、508を備える。

【0037】

アンプ505は、入力される I_1 を、制御部405により制御される増幅率 g_{11} で増幅して出力する。アンプ506は、入力される Q_1 を、制御部405により制御される増幅率 g_{22} で増幅して出力する。アンプ507は、入力される Q_1 を、制御部405により制御される増幅率 g_{12} で増幅して出力する。アンプ508は、入力される I_1 を、制御部405により制御される増幅率 g_{21} で増幅して出力する。加算器503は、アンプ505の出力とアンプ507の出力とを加算して出力する。加算器504は、アンプ506の出力とアンプ508の出力とを加算して出力する。加算器501は、加算器503の出力信号と、制御部405により制御される直流オフセット制御用電圧 $IDC1$ と、を加算して I_2 として出力する。加算器502は、加算器504の出力信号と、制御部405により制御される直流オフセット制御用電圧 $QDC1$ と、を加算して Q_2 として出力する。

10

【0038】

直交復調器誤差補償部404は、例えば図3のような構成にすればよい。すなわち直交復調器誤差補償部404は直交変調器誤差補償部402と同様の構成を用い、 I_1 及び Q_1 に代わって I_4 及び Q_4 が入力される。また、 I_2 及び Q_2 に代わって I_5 及び Q_5 を出力する。また、直流オフセット制御用電圧 $IDC2$ 、 $QDC2$ 、および、増幅器705、707、708、706それぞれの増幅率 h_{11} 、 h_{12} 、 h_{21} 、 h_{22} が制御部405により制御される。なお、本実施例ではDCオフセット成分を加算する位置が直交変調器誤差補償部402と直交復調器誤差補償部404では異なるかたちで説明したが、これは演算の便宜上のもので、必ずしも順番を逆にしなければならない問題ではない。

20

【0039】

(直交誤差推定部403の構成)

直交誤差推定部403は例えば図4に記載した構成とすればよい。すなわち直交誤差推定部403は、遅延時間推定部601、遅延時間補償部602、パラメータ算出部603を備える。

30

【0040】

推定の方式として、サンプリングレートに追従した逐次処理あるいは連続処理方式(ストリーミング処理)と、蓄積処理(バースト処理)あるいは、これらの中間的な処理方法が考えられる。一般に、直交変調器および直交復調器の誤差補償はサンプリングレートに追従して処理する必要はないので、本実施形態ではバースト処理について述べる。

【0041】

バースト処理の場合、直交変調器誤差補償部402が出力する I_2 及び Q_2 を所定のサンプル数分だけサンプリングする。また同様に、直交復調器誤差補償部404へ入力される I_4 及び Q_4 についても所定のサンプル数分サンプリングする。

40

【0042】

このサンプリングされたデータの相関から、遅延時間推定部601は、複素信号 I_2 及び Q_2 に対する複素信号 I_4 及び Q_4 の遅延時間を推定する。

【0043】

遅延時間補償部602は、サンプリングした I_2 及び Q_2 と I_4 及び Q_4 の相関から、両複素信号間の遅延時間を求める。また遅延時間補償部602は、遅延時間推定部601がサンプリングした I_2 及び Q_2 を、遅延時間推定部601が推定した遅延時間だけ遅延させてパラメータ算出部603に供給する。遅延の方法としては、ストリーミング処理が可能なシフトレジスタ等の遅延挿入による方法や、バースト処理で実行するFFTによる移相回転などの方法が知られている。

50

【0044】

また、遅延時間推定部601と遅延時間補償部602とで、直交変調器230と直交復調器240のIQ平面の回転も同時に補償可能である。この処理は、移相器220の移相量を0としたときに、直交変調器230のIQ平面と直交復調器240のIQ平面が揃うように補正するもので、LO219からの信号線路長が直交変調器230までの電気長と、移相器220を含む直交復調器240までの電気長が異なることに起因する。この処理は、パラメータ算出部603における演算の煩雑さを軽減するために任意で利用することが出来る。

【0045】

なお、この例では時刻を受信信号である I_4 と Q_4 に合わせているが、遅延時間補償部602において I_4 と Q_4 の時刻を進めて I_2 と Q_2 にあわせてもよい。どちらを基準とするかは任意である。

10

【0046】

パラメータ算出部603は、時刻が補正された I_4 及び Q_4 と、 I_2 及び Q_2 と、が入力され、これらから、直交変調器誤差補償部402及び直交復調器誤差補償部404に設定すべきパラメータを算出する。なお、パラメータ算出部603におけるパラメータの算出手法については後述する。

【0047】

(推定原理)

ここで、図1に示した通信装置100において移相器220を用いて直交変調器230と直交復調器240の誤差を推定する原理について述べる。

20

【0048】

(IQ平面の回転)

図5および図6を用いて本発明の推定原理を説明する。この例では、直交変調器と直交復調器の誤差がお互いに相殺する値であったと仮定している。

【0049】

本実施の形態では図1に示すように直交変調器230と直交復調器240が直列接続の関係にある。従って、ここでは、直交変調器と直交復調器が直結されたモデルを考える

図5では、IQ平面上にQPSKの4点のシンボル点がマッピングされている(図5(a))。誤差のある直交変調器ではIQ平面状の格子点が図5中の矢印の方向に動かされる(図5(b))。従って、4点のシンボル点も移動する。この状態の信号を直交復調器に入力する。直交復調器の誤差はIQ平面状で矢印のようになっていないと仮定すると、4点のシンボル点も元々マッピングされていた位置に移動する(図5(c))。従って、直結された直交変調器と直交復調器において、直交変調器に入力したマッピング情報(ベースバンド信号)と直交復調器の出力のマッピング情報(ベースバンド信号)を観測しても、双方の誤差が相殺する関係にあると、誤差の存在を見落とす可能性が示されている。

30

【0050】

これに対して図6は、本発明で採用している、直交変調器へ供給するLO信号と直交復調器に供給するLO信号との間に位相差を設ける方法で、移相器220により直交復調器のIQ平面が回転する場合を示している。図6では90°回転させている。移相器により90°回転させることによって、直交復調器出力のシンボル点の位置が、位相回転が無い場合と明らかに異なる位置に動かされている。従って、本発明によれば図5の場合では相殺されて見逃していた誤差の存在を確認することができる。本発明では、これらシンボル点のマッピングの位相回転依存性から、直交変調器側の誤差なのか、直交復調器側の誤差なのかを区別し、分離することができる。以下、その様子を示した図について説明する。

40

【0051】

図7は理想的な直交変調器と直交復調器を用いた場合に、(0.5, 0)、(0, 0.5)、(-0.5, 0)、(0, -0.5)の4つのシンボル点がどのように観測されるか示したものである。

【0052】

50

左上の表は直交誤差の設定値、右上 (a) は 16QAM のマッピングをした場合に直交変調器出力がどのようなになるか示した例であり、直交変調器の I Q 平面の歪みを直感的に理解するための補足的な図である。また中段左 (b) は直交変調器に入力されるデジタル部のマッピング、中段右 (c) は直交変調器出力が直交復調器に入力されて移相器 220 により I Q 平面に回転が与えられたもの、下段左 (d) は直交復調器出力、下段右 (e) は直交復調器出力をデジタル部にて I Q 平面上で逆回転したものをそれぞれ示しているこの例では、位相回転は 0° 、 30° 、 60° 、 90° の 4 つの位相回転位置が各線図に描かれている。

【0053】

(b) の直交変調器入力にはデジタル部においてマッピングされた値が示されている。I Q 平面が回転した直交復調器から見たマッピングは、直交復調器に歪みがなければ (c) のようになる。次に、これが直交復調器の誤差を受けると (d) のようになり、この直交復調器から出力されたマッピングを、デジタル部において I Q 平面を移相しただけ逆回転すると (e) のようになる。すなわち、直交復調器の I Q 平面を ϕ 回転させたとき、デジタル部において ϕ 戻したら (e) のように観測される。

【0054】

この例では、直交変調器、直交復調器ともに誤差がないため、4 点のシンボル点は原点を中心に正方形のまま 30° ずつ回転している。

【0055】

図 8 は直交変調器に DC オフセットがある場合である。デジタル部でのマッピングに対し、(a) の直交変調器出力は原点が (0.1, 0.2) にずれた場所にマッピングされている。この状態で I Q 平面に回転が加えられるため、シンボル点の原点は 90° 回転した時には (-0.2, 0.1) に移動する。この例では、(b) の直交復調器出力に誤差が無く、(e) の直交復調器の I Q 平面に歪みがないため、(d) の直交復調器出力は (c) の直交変調器出力と同じになる。さらに、デジタル部で逆方向に回転させると、すべてのシンボル点が重なった場所に戻され、それは (a) の直交変調器出力と一致する。直交復調器に誤差が無ければ (e) の直交復調器出力は (a) の直交変調器出力と一致するのである。

【0056】

図 9 は直交復調器に DC オフセットがある場合である。ここでは意図的に、図 8 の直交変調器の DC オフセットを相殺する値に設定している。この場合、直交変調器には誤差が無いので、(c) の直交変調器出力は原点を中心に正方形が 30° ずつ回転した絵になっている。この点が図 8 とは異なる。そして、図 8 では直交復調器に誤差が無かったため (c) の直交変調器出力と (d) の直交復調器出力とが同じであったが、図 9 では直交復調器に誤差があるため、(c) の直交変調器出力と (d) の直交復調器出力とは異なっている。この違いが直交復調器の誤差そのものである。図 9 では、(c) の直交変調器出力の回転の中心が、(-0.1, -0.2) に移動しており、これは DC オフセットの設定値そのものである。また、直交復調器側に誤差があると、移相量に応じてマッピングの図形が (e) の直交復調器出力のように歪む。この場合、4 つのシンボル点同士の相対的な位置関係は正方形のままであるが、その原点は移相量に応じて変化している。この変化量が DC オフセットに相当している。

【0057】

図 10 は直交変調器と直交復調器ともに DC オフセットがある場合である。上述の通り、(b) の直交復調器出力と (c) の直交変調器出力の違いが直交変調器の誤差に起因しており、(c) の直交変調器出力と (d) の直交復調器出力との違いが直交復調器の誤差に起因している。この図では、(c) の直交変調器出力と (d) の直交復調器出力ではすべてのシンボル点が (-0.1, -0.2) 平行移動しているため、直交復調器の DC オフセットが (-0.1, -0.2) であることが分かる。また、(b) の直交復調器出力と (c) の直交変調器出力とでは、回転によって原点が移動している。この移動を観測してもよいが、(d) の直交復調器出力や (e) の直交復調器出力から判断してもよい。(

10

20

30

40

50

e) の直交復調器出力に表れる移相量依存性は直交復調器の誤差そのものであり、移相量に依存しない成分は直交変調器の誤差である。

【0058】

図11は直交変調器に利得誤差があった場合である。利得誤差により(a)の直交変調器出力のマッピングは長方形に引き伸ばされる。その様子は(e)の直交復調器出力に表れている。

【0059】

同様に、図12は直交復調器に利得誤差があった場合である。(e)の直交復調器出力ではIQ平面の回転量に依存してシンボル点の相対的な位置関係が変化して歪んで観測される。

10

【0060】

図13は直交変調器に位相誤差があった場合である。位相誤差により(a)の直交変調器出力のマッピングはひし形に変形されている。その様子は(e)の直交復調器出力に表れている。

【0061】

同様に、図14は直交復調器に位相誤差があった場合である。(e)の直交復調器出力ではIQ平面の回転量に依存してシンボル点の相対的な位置関係が変化して歪んで観測される。

【0062】

以上のように、直交変調器のIQ平面に対して直交復調器のIQ平面を任意の位相だけ回転させる(つまり移相する)ことにより、その移相量に依存したシンボル点の動きを観測することができる。この動きを数学的に解析し、直交変調器の誤差と直交復調器の誤差に分離する方法を以下に述べる。

20

【0063】

(計算モデル)

図15に直交変調器230の計算モデルを示す。なお、直交変調器230の計算モデルには、直交変調器230の出力から直交復調器240に至る経路で生じる利得を含めている。これを式で表すと、

【数1】

$$\begin{bmatrix} M_I(n) \\ M_Q(n) \end{bmatrix} = G\Psi_m + \begin{bmatrix} S_I(n) + I_{DCm} \\ S_Q(n) + Q_{DCm} \end{bmatrix} \quad \dots (1)$$

30

【0064】

となる。

【0065】

図16は直交復調器240の計算モデルである。図15と図16は直交変調器230と直交復調器240の計算モデルの一例であるが、一般に計算モデルは、補償器402および404と対称になるようにモデル化し、逆行列によって補償パラメータを決定できる様を選ぶ。

40

【0066】

例えば、図15の直交変調器の誤差を補償するには、補償器と変調器の縦続接続において変換が行われなければならないので、

【数2】

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = G\Psi_m + \left\{ \left(\frac{1}{G}\Psi_m^{-1} + \begin{bmatrix} -I_{DCm} \\ -Q_{DCm} \end{bmatrix} \right) + \begin{bmatrix} I_{DCm} \\ Q_{DCm} \end{bmatrix} \right\} \quad \dots (2)$$

【0067】

とすれば良い。補償器にはこの演算が可能な構成がよく用いられる。復調器についても

50

同様である。図 2、図 3 に示した補償器はこの考えに基づいた典型例である。

【0068】

次に、推定の基本的な原理を述べる。

【0069】

直交誤差推定を行うために、送信中あるいは誤差推定中に移相量が変更される移相器 220 を持たない通常の構成は、図 17 に示すように直交変調器の出力が直交復調器に直接入力されているモデルで表すことができる。尚、図 17 では直交変調器と直交復調器の位相面が一致している場合を仮定しているため、直交変調器 (QMOD) の I c h 出力は直交復調器 (QDEMOD) の I c h に入力され、直交変調器 (QMOD) の Q c h 出力は直交復調器 (QDEMOD) の Q c h に入力される。これを式で表すと、

【数 3】

$$\begin{bmatrix} D_I(n) \\ D_Q(n) \end{bmatrix} = \Psi_d \cdot G \cdot \Psi_m \begin{bmatrix} S_I(n) + I_{DCm} \\ S_Q(n) + Q_{DCm} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{DCd} \\ Q_{DCd} \end{bmatrix} \cdots (3)$$

【0070】

一方、移相器 220 による I Q 平面の回転がある場合の計算モデルは図 18 で表すことができる。直交変調器と直交復調器は回転行列 Φ によって結ばれ、次式で表される。

【数 4】

$$\begin{bmatrix} D_I(n) \\ D_Q(n) \end{bmatrix} = \Psi_d \cdot \Phi \cdot G \cdot \Psi_m \begin{bmatrix} S_I(n) + I_{DCm} \\ S_Q(n) + Q_{DCm} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{DCd} \\ Q_{DCd} \end{bmatrix} \cdots (4)$$

【0071】

一般に、行列では交換法則は成り立たない。従って、計算の順序は保存されることになるため、直交変調器と直交復調器の誤差が分離可能になる。

【0072】

(利得誤差の分離)

先ず初めに、直交変調器の利得誤差と直交復調器の利得誤差を分離する原理について述べる。

【0073】

もし、図 17 のモデルにおいて、直交変調器と直交復調器に位相誤差と DC オフセットが無くかつ $G = 1$ の場合は、図 17 は図 19 のように書くことができる。これを式で表すと、

【数 5】

$$\begin{bmatrix} D_I(n) \\ D_Q(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta g_d & 0 \\ 0 & \frac{1}{\Delta g_d} \end{bmatrix} \cdot 1 \cdot \begin{bmatrix} \Delta g_m & 0 \\ 0 & \frac{1}{\Delta g_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_I(n) \\ S_Q(n) \end{bmatrix} \cdots (5)$$

【0074】

これより

【数 6】

$$\begin{cases} D_I(n) = \Delta g_d \Delta g_m S_I(n) \\ D_Q(n) = \frac{1}{\Delta g_d} \frac{1}{\Delta g_m} S_Q(n) \end{cases} \cdots (6)$$

【0075】

10

20

30

40

50

の 2 式を得る。

【0076】

ところが、上式から明らかなように、直交変調器と直交復調器の利得誤差同士は積の形になっており、上式を解いただけでは分離することはできない。 Δg_d と Δg_m を分離するには、 Δg_d と Δg_m の比が必要である。そこで、移相器 220 によって直交変調器と直交復調器の位相面を回転させることを考える。

【0077】

図 20 は移相器 220 の位相を 0° と 90° に設定した場合である。図 19 と同様に位相誤差は無いと仮定している。n サンプル目に 0° の状態で評価した値と、p サンプル後に 90° で評価した値では、演算の経路が異なる。これを式で表すと、

10

【数 7】

$$\left\{ \begin{array}{l} D_I(n) = \Delta g_d \Delta g_m S_I(n) \\ D_Q(n) = \frac{1}{\Delta g_d} \frac{1}{\Delta g_m} S_Q(n) \\ D_I(n+p) = \Delta g_d \frac{1}{\Delta g_m} S_Q(n+p) \quad \dots (7) \\ D_Q(n+p) = \frac{1}{\Delta g_d} \Delta g_m S_I(n+p) \end{array} \right.$$

20

【0078】

の 4 つの式を得る。この場合、直交復調器側で経路が入れ替わっており、さらに負号が反転しているため、直交変調器側と直交復調器側でパラメータのつじつまを合わせる必要が生じる。この例では、直交変調器と直交復調器の利得誤差の積と比の両方が明確になるため、分離が可能になる。

【0079】

30

(DC オフセットの分離)

位相誤差、振幅誤差が無くかつ $G = 1$ で、位相回転を与えない場合は、図 19 より次式を得る。

【数 8】

$$\begin{bmatrix} D_I(n) \\ D_Q(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot 1 \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_I(n) \\ S_Q(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{DCm} \\ Q_{DCm} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{DCd} \\ Q_{DCd} \end{bmatrix} \quad \dots (8)$$

【0080】

これより

40

【数 9】

$$\left\{ \begin{array}{l} D_I(n) = S_I(n) + I_{DCm} + I_{DCd} \\ D_Q(n) = S_Q(n) + I_{DCQ} + I_{DCQ} \quad \dots (9) \end{array} \right.$$

【0081】

の 2 式を得る。

【0082】

当然、直交変復調器双方の DC オフセット値の加算結果だけで、直交変調器側と直交復

50

調器側のDCオフセットを分離することは不可能である。一方、移相器により位相回転を与えた場合は、

【数10】

$$\begin{cases} D_I(n) = S_I(n) + I_{DCm} + I_{DCd} \\ D_Q(n) = S_Q(n) + I_{DCQ} + I_{DCQ} \\ D_I(n+p) = -S_Q(n+p) - Q_{DCm} + I_{DCd} \dots (10) \\ D_Q(n+p) = S_I(n+p) + I_{DCm} + Q_{DCd} \end{cases}$$

10

【0083】

となつて、4つの方程式から4つのDCオフセット成分を求めることができるようになる。この様に、位相回転を与えることでDCオフセットも分離可能となる。

【0084】

(位相誤差の分離)

DCオフセット、利得誤差が無く、かつ $G=1$ の場合は、下式でモデル化される。

【数11】

$$\begin{bmatrix} D_I(n) \\ D_Q(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \Delta \theta_d & \sin \Delta \theta_d \\ \sin \Delta \theta_d & \cos \Delta \theta_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \phi(n) & -\sin \phi(n) \\ \sin \phi(n) & \cos \phi(n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \Delta \theta_m & \sin \Delta \theta_m \\ \sin \Delta \theta_m & \cos \Delta \theta_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_I(n) \\ S_Q(n) \end{bmatrix} \dots (11)$$

20

【0085】

移相器による位相回転が無い場合は、 $\phi=0$ なので

【数12】

$$\begin{bmatrix} D_I(n) \\ D_Q(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \Delta \theta_d & \sin \Delta \theta_d \\ \sin \Delta \theta_d & \cos \Delta \theta_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \Delta \theta_m & \sin \Delta \theta_m \\ \sin \Delta \theta_m & \cos \Delta \theta_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_I(n) \\ S_Q(n) \end{bmatrix} \dots (12)$$

30

【0086】

従つて、単位行列が消えて

【数13】

$$\begin{bmatrix} D_I(n) \\ D_Q(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \Delta \theta_d & \sin \Delta \theta_d \\ \sin \Delta \theta_d & \cos \Delta \theta_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \Delta \theta_m & \sin \Delta \theta_m \\ \sin \Delta \theta_m & \cos \Delta \theta_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_I(n) \\ S_Q(n) \end{bmatrix} \dots (13)$$

【0087】

結合法則を適用して先に行列の中身を計算すると

【数14】

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} \cos \Delta \theta_d & \sin \Delta \theta_d \\ \sin \Delta \theta_d & \cos \Delta \theta_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \Delta \theta_m & \sin \Delta \theta_m \\ \sin \Delta \theta_m & \cos \Delta \theta_m \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \cos \Delta \theta_d \cos \Delta \theta_m + \sin \Delta \theta_d \sin \Delta \theta_m & \cos \Delta \theta_d \sin \Delta \theta_m + \sin \Delta \theta_d \cos \Delta \theta_m \\ \sin \Delta \theta_d \cos \Delta \theta_m + \cos \Delta \theta_d \sin \Delta \theta_m & \sin \Delta \theta_d \sin \Delta \theta_m + \cos \Delta \theta_d \cos \Delta \theta_m \end{bmatrix} \dots (14) \end{aligned}$$

40

【0088】

ここで各要素の三角関数の積を和の形に書き換えると、

50

【数 1 5】

$$\begin{aligned}
\cos \Delta \theta_d \cos \Delta \theta_m &= \frac{1}{2} \{ \cos(\Delta \theta_d + \Delta \theta_m) + \cos(\Delta \theta_d - \Delta \theta_m) \} \\
\sin \Delta \theta_d \sin \Delta \theta_m &= \frac{1}{2} \{ -\cos(\Delta \theta_d + \Delta \theta_m) + \cos(\Delta \theta_d - \Delta \theta_m) \} \\
\cos \Delta \theta_d \sin \Delta \theta_m &= \frac{1}{2} \{ \sin(\Delta \theta_d + \Delta \theta_m) - \sin(\Delta \theta_d - \Delta \theta_m) \} \quad \cdots (15) \\
\sin \Delta \theta_d \cos \Delta \theta_m &= \frac{1}{2} \{ \sin(\Delta \theta_d + \Delta \theta_m) + \sin(\Delta \theta_d - \Delta \theta_m) \}
\end{aligned}$$

10

【0089】

各要素は $(1, 1) = (2, 2)$ および $(1, 2) = (2, 1)$ なので、それぞれ整理すると、

【数 1 6】

$$\begin{aligned}
&\cos \Delta \theta_d \cos \Delta \theta_m + \sin \Delta \theta_d \sin \Delta \theta_m \\
&= \frac{1}{2} \{ \cos(\Delta \theta_d + \Delta \theta_m) + \cos(\Delta \theta_d - \Delta \theta_m) \} + \frac{1}{2} \{ -\cos(\Delta \theta_d + \Delta \theta_m) + \cos(\Delta \theta_d - \Delta \theta_m) \} \\
&= \frac{1}{2} \cos(\Delta \theta_d + \Delta \theta_m) + \frac{1}{2} \cos(\Delta \theta_d - \Delta \theta_m) - \frac{1}{2} \cos(\Delta \theta_d + \Delta \theta_m) + \frac{1}{2} \cos(\Delta \theta_d - \Delta \theta_m) \\
&= \cos(\Delta \theta_d - \Delta \theta_m)
\end{aligned}$$

20

$$\begin{aligned}
&\cos \Delta \theta_d \sin \Delta \theta_m + \sin \Delta \theta_d \cos \Delta \theta_m \\
&= \frac{1}{2} \{ \sin(\Delta \theta_d + \Delta \theta_m) - \sin(\Delta \theta_d - \Delta \theta_m) \} + \frac{1}{2} \{ \sin(\Delta \theta_d + \Delta \theta_m) + \sin(\Delta \theta_d - \Delta \theta_m) \} \\
&= \frac{1}{2} \sin(\Delta \theta_d + \Delta \theta_m) - \frac{1}{2} \sin(\Delta \theta_d - \Delta \theta_m) + \frac{1}{2} \sin(\Delta \theta_d + \Delta \theta_m) + \frac{1}{2} \sin(\Delta \theta_d - \Delta \theta_m) \\
&= \sin(\Delta \theta_d + \Delta \theta_m)
\end{aligned}$$

30

$\cdots (16)$

【0090】

従って、求める行列の積は、

【数 1 7】

$$\begin{bmatrix} \cos \Delta \theta_d & \sin \Delta \theta_d \\ \sin \Delta \theta_d & \cos \Delta \theta_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \Delta \theta_m & \sin \Delta \theta_m \\ \sin \Delta \theta_m & \cos \Delta \theta_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\Delta \theta_d - \Delta \theta_m) & \sin(\Delta \theta_d + \Delta \theta_m) \\ \sin(\Delta \theta_d + \Delta \theta_m) & \cos(\Delta \theta_d - \Delta \theta_m) \end{bmatrix} \quad \cdots (17)$$

40

【0091】

となり、最終的に、計算モデルとして下式を得る

【数 1 8】

$$\begin{bmatrix} D_I(n) \\ D_Q(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\Delta\theta_d - \Delta\theta_m) & \sin(\Delta\theta_d + \Delta\theta_m) \\ \sin(\Delta\theta_d + \Delta\theta_m) & \cos(\Delta\theta_d - \Delta\theta_m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_I(n) \\ S_Q(n) \end{bmatrix} \quad \dots (18)$$

【0 0 9 2】

また、これを方程式で表せば

【数 1 9】

$$\begin{cases} D_I(n) = \cos(\Delta\theta_d - \Delta\theta_m)S_I(n) + \sin(\Delta\theta_d + \Delta\theta_m)S_Q(n) \\ D_Q(n) = \sin(\Delta\theta_d + \Delta\theta_m)S_I(n) + \cos(\Delta\theta_d - \Delta\theta_m)S_Q(n) \end{cases} \dots (19)$$

【0 0 9 3】

となる。

【0 0 9 4】

上式では、直交変調器の位相誤差と直交復調器の位相誤差が和と差の形で現れている。従って、これらの関係から双方の誤差を分離できると錯覚してしまう。ところが、よく見てみると、位相誤差の和は $\sin$ 関数に、差は $\cos$ の関数になっている。 $\sin$ 関数と $\cos$ 関数は $\pm\pi$ の範囲で任意の値を示す角度が 2 値存在するため、位相誤差の和や差の値を特定することができない。従って、 $\cos$ 関数と $\sin$ 関数が偶然にも ± 1 の値を取らない限り、上式からは直行変調器と直交復調器の位相誤差を分離することができない。

【0 0 9 5】

そこで、今回もまた移相器による位相回転量が $\phi = \pi/2$ の場合を考える。モデルは下式で表される。

【数 2 0】

$$\begin{bmatrix} D_I(n+p) \\ D_Q(n+p) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\Delta\theta_d & \sin\Delta\theta_d \\ \sin\Delta\theta_d & \cos\Delta\theta_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\Delta\theta_m & \sin\Delta\theta_m \\ \sin\Delta\theta_m & \cos\Delta\theta_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_I(n+p) \\ S_Q(n+p) \end{bmatrix} \quad \dots (20)$$

【0 0 9 6】

結合法則を適用して、右辺 2 番目の回転行列と 3 番目の直交変調器誤差行列の演算を先に行うと、

【数 2 1】

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\Delta\theta_m & \sin\Delta\theta_m \\ \sin\Delta\theta_m & \cos\Delta\theta_m \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 0 \cdot \cos\Delta\theta_m - 1 \cdot \sin\Delta\theta_m & 0 \cdot \sin\Delta\theta_m - 1 \cdot \cos\Delta\theta_m \\ 1 \cdot \cos\Delta\theta_m + 0 \cdot \sin\Delta\theta_m & 1 \cdot \sin\Delta\theta_m + 0 \cdot \cos\Delta\theta_m \end{bmatrix} \quad \dots (21) \\ &= \begin{bmatrix} -\sin\Delta\theta_m & -\cos\Delta\theta_m \\ \cos\Delta\theta_m & \sin\Delta\theta_m \end{bmatrix} \end{aligned}$$

【0 0 9 7】

これを戻して、

【数 2 2】

$$\begin{bmatrix} D_I(n+p) \\ D_Q(n+p) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \Delta \theta_d & \sin \Delta \theta_d \\ \sin \Delta \theta_d & \cos \Delta \theta_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\sin \Delta \theta_m & -\cos \Delta \theta_m \\ \cos \Delta \theta_m & \sin \Delta \theta_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_I(n+p) \\ S_Q(n+p) \end{bmatrix} \quad \dots (22)$$

【0 0 9 8】

を得る。

【0 0 9 9】

先の場合と同様に、行列の演算を先に行うと、

10

【数 2 3】

$$\begin{bmatrix} \cos \Delta \theta_d & \sin \Delta \theta_d \\ \sin \Delta \theta_d & \cos \Delta \theta_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\sin \Delta \theta_m & -\cos \Delta \theta_m \\ \cos \Delta \theta_m & \sin \Delta \theta_m \end{bmatrix} \\ = \begin{bmatrix} -\cos \Delta \theta_d \sin \Delta \theta_m + \sin \Delta \theta_d \cos \Delta \theta_m & -\cos \Delta \theta_d \cos \Delta \theta_m + \sin \Delta \theta_d \sin \Delta \theta_m \\ -\sin \Delta \theta_d \sin \Delta \theta_m + \cos \Delta \theta_d \cos \Delta \theta_m & -\sin \Delta \theta_d \cos \Delta \theta_m + \cos \Delta \theta_d \sin \Delta \theta_m \end{bmatrix} \quad \dots (23)$$

【0 1 0 0】

20

各要素は $(1, 1) = -(2, 2)$ および $(1, 2) = -(2, 1)$ なので、それぞれ整理すると、

【数 2 4】

$$\begin{aligned} & \cos \Delta \theta_d \cos \Delta \theta_m - \sin \Delta \theta_d \sin \Delta \theta_m \\ &= \frac{1}{2} \{ \cos(\Delta \theta_d + \Delta \theta_m) + \cos(\Delta \theta_d - \Delta \theta_m) \} - \frac{1}{2} \{ -\cos(\Delta \theta_d + \Delta \theta_m) + \cos(\Delta \theta_d - \Delta \theta_m) \} \\ &= \frac{1}{2} \cos(\Delta \theta_d + \Delta \theta_m) + \frac{1}{2} \cos(\Delta \theta_d - \Delta \theta_m) + \frac{1}{2} \cos(\Delta \theta_d + \Delta \theta_m) - \frac{1}{2} \cos(\Delta \theta_d - \Delta \theta_m) \\ &= \cos(\Delta \theta_d + \Delta \theta_m) \end{aligned}$$

30

$$\cos \Delta \theta_d \sin \Delta \theta_m - \sin \Delta \theta_d \cos \Delta \theta_m$$

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{2} \{ \sin(\Delta \theta_d + \Delta \theta_m) - \sin(\Delta \theta_d - \Delta \theta_m) \} - \frac{1}{2} \{ \sin(\Delta \theta_d + \Delta \theta_m) + \sin(\Delta \theta_d - \Delta \theta_m) \} \\ &= \frac{1}{2} \sin(\Delta \theta_d + \Delta \theta_m) - \frac{1}{2} \sin(\Delta \theta_d - \Delta \theta_m) - \frac{1}{2} \sin(\Delta \theta_d + \Delta \theta_m) - \frac{1}{2} \sin(\Delta \theta_d - \Delta \theta_m) \\ &= -\sin(\Delta \theta_d - \Delta \theta_m) \end{aligned}$$

... (24)

40

【0 1 0 1】

従って、求める行列の積は、

【数 2 5】

$$\begin{bmatrix} \cos \Delta \theta_d & \sin \Delta \theta_d \\ \sin \Delta \theta_d & \cos \Delta \theta_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\sin \Delta \theta_m & -\cos \Delta \theta_m \\ \cos \Delta \theta_m & \sin \Delta \theta_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\Delta \theta_d - \Delta \theta_m) & -\cos(\Delta \theta_d + \Delta \theta_m) \\ \cos(\Delta \theta_d + \Delta \theta_m) & -\sin(\Delta \theta_d - \Delta \theta_m) \end{bmatrix} \quad \dots (25)$$

【0 1 0 2】

従って、最終的に下式を得る。

50

【数 2 6】

$$\begin{bmatrix} D_I(n+p) \\ D_Q(n+p) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\Delta\theta_d - \Delta\theta_m) & -\cos(\Delta\theta_d + \Delta\theta_m) \\ \cos(\Delta\theta_d + \Delta\theta_m) & -\sin(\Delta\theta_d - \Delta\theta_m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_I(n+p) \\ S_Q(n+p) \end{bmatrix} \quad \dots (26)$$

【0103】

これを方程式であらわせば、

【数 2 7】

$$\begin{cases} D_I(n+p) = \sin(\Delta\theta_d - \Delta\theta_m)S_I(n+p) - \cos(\Delta\theta_d + \Delta\theta_m)S_Q(n+p) \\ D_Q(n+p) = \cos(\Delta\theta_d + \Delta\theta_m)S_I(n+p) - \sin(\Delta\theta_d - \Delta\theta_m)S_Q(n+p) \end{cases} \quad \dots (27)$$

10

【0104】

先の位相回転の無い場合の2式と合わせると、

【数 2 8】

$$\begin{cases} D_I(n) = \cos(\Delta\theta_d - \Delta\theta_m)S_I(n) + \sin(\Delta\theta_d + \Delta\theta_m)S_Q(n) \\ D_Q(n) = \sin(\Delta\theta_d + \Delta\theta_m)S_I(n) + \cos(\Delta\theta_d - \Delta\theta_m)S_Q(n) \\ D_I(n+p) = \sin(\Delta\theta_d - \Delta\theta_m)S_I(n+p) - \cos(\Delta\theta_d + \Delta\theta_m)S_Q(n+p) \\ D_Q(n+p) = \cos(\Delta\theta_d + \Delta\theta_m)S_I(n+p) - \sin(\Delta\theta_d - \Delta\theta_m)S_Q(n+p) \end{cases} \quad \dots (28)$$

20

【0105】

の4つの式を得る。今度は、位相誤差の和がsin関数とcos関数で表されており、差もcos関数とsin関数で表されている。従って、sin関数とcos関数の双方の値を満たす位相誤差の和あるいは差はただひとつの値に限定される。この結果、直交変調器側の位相誤差と直交復調器側の位相誤差が分離可能になる。

30

【0106】

以上、説明してきた様に、本発明の位相回転の方法を用いることで、直交変調器と直交復調器の利得誤差、位相誤差、DCオフセットを分離可能である。ここでは、同種の誤差が個別に存在する場合について説明したが、混在していても分離可能である。また、直交変調器と直交復調器の利得や、移相器の位相回転量φの誤差についても推定可能である。これについては後述する。

【0107】

(誤差の推定)

以上、説明してきたように、図18のモデルにおいては、下式により9つの誤差パラメータすなわちΔgm、Δθm、IDCm、QDCm、G、Δgd、Δθd、IDCd、QDCdを求める問題に帰着する。

40

【数 2 9】

$$\begin{bmatrix} D_I(n) \\ D_Q(n) \end{bmatrix} = \mathbf{\Psi}_d \cdot \mathbf{\Phi}(n) \cdot G \cdot \mathbf{\Psi}_m \left(\begin{bmatrix} S_I(n) \\ S_Q(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{DCm} \\ Q_{DCm} \end{bmatrix} \right) + \begin{bmatrix} I_{DCd} \\ Q_{DCd} \end{bmatrix} \quad \dots (29)$$

【0108】

これは「多次元の非線形連立方程式を解く」こと、あるいは「多次元の最適化」であっ

50

て、数値計算によって解くことができる。一般に、多次元の問題で解を見つけることは困難とされるが、この問題では、求めるべきパラメータは誤差を表しているため解の真値は概ね想像が付き、初期値としてよい値、すなわち誤差が無い値を与えることが可能である。

【0109】

この問題の解法は、例えば、文献「William H. Press, Saul A. Teukolsky, William T. Vetterling, Brian P. Flannery, “Numerical Recipes in C” Cambridge University Press (1988)」の第9章（非線形連立方程式）と第10章（最適化）に詳細に記述されている。

【0110】

10

ここでは、乱数を用いた最適化により上式を解く例について、図21、図22、図23を用いて述べる。なお、図21はパラメータ算出モデルの図、図22はこのモデル解法のフローチャート、図23はフローチャートに準じてシンボル点（サンプル点としてもよい）の関係を示した図である。

【0111】

まず、9個の誤差パラメータの初期値を乱数により与える（図22のステップ101）。ここでは、乱数として一様乱数を用いる。一様乱数の範囲は各パラメータ毎に初期設定されているものとする。

【0112】

次に、乱数により発生させた仮のパラメータを用いて、Nシンボル（例えば1024）について

20

【数30】

$$\begin{bmatrix} D_I(n) \\ D_Q(n) \end{bmatrix} = \Psi_d \cdot \Phi(n) \cdot G \cdot \Psi_m \left(\begin{bmatrix} S_I(n) \\ S_Q(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{DCm} \\ Q_{DCm} \end{bmatrix} \right) + \begin{bmatrix} I_{DCd} \\ Q_{DCd} \end{bmatrix} \quad \dots (30)$$

【0113】

を解く。位相回転量 ϕ は前半の512シンボル $1 \leq n \leq 512$ と、後半の512シンボル $513 \leq n \leq 1024$ で 0° と 90° を与えるものとする。すなわち、

30

【数31】

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} D_I(n) \\ D_Q(n) \end{bmatrix} = \Psi_d \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot G \cdot \Psi_m \left(\begin{bmatrix} S_I(n) \\ S_Q(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{DCm} \\ Q_{DCm} \end{bmatrix} \right) + \begin{bmatrix} I_{DCd} \\ Q_{DCd} \end{bmatrix}, & (1 \leq n \leq 512) \\ \begin{bmatrix} D_I(n) \\ D_Q(n) \end{bmatrix} = \Psi_d \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot G \cdot \Psi_m \left(\begin{bmatrix} S_I(n) \\ S_Q(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{DCm} \\ Q_{DCm} \end{bmatrix} \right) + \begin{bmatrix} I_{DCd} \\ Q_{DCd} \end{bmatrix}, & (513 \leq n \leq 1024) \end{cases}$$

... (31)

40

【0114】

とする。

【0115】

まず、図21の信号源803（送信信号生成部406に相当）からnシンボル目のベースバンド信号が発生される（図22のステップ102）。このベースバンド信号はDAコンバータ804（DAC201及び202に相当）を介してアナログ部801に入力され、補償対称となる直交変調器805（直交変調器230に相当）に入力される。

【0116】

図1上では直交変調器230の出力信号はPA208などを経由して直交復調器240

50

に入力される。このとき、移相器 220 によって n サンプル目における直交変調器 230 と直交復調器 240 の位相面の回転 ϕ が与えられる。図 21 では、これを回転 806 として表現している。回転を与えられた信号は、直交復調器 807 によってベースバンド信号に落とされ、A/D 変換器 808 (A/D C 217 及び 218 に相当) を経由してデジタル信号に戻される。

【0117】

一方、信号源 803 で発生したベースバンド信号 (I_2 及び Q_2 に相当) と、A/D 変換器 808 を経由して戻ってきたデジタルベースバンド信号 (I_4 及び Q_4 に相当) は、図 1 では直交誤差推定部 403 に取り込まれる。ここで、遅延時間の推定と補償が行われ、時刻の揃った信号がパラメータ算出部 603 に送られる。図 4 のパラメータ算出部 603 10
では、図 21 に示す仮想的な直交変調器 809、回転 810、直交復調器 811 の直列接続のパスの演算結果と、実際の直交変調器 805 と回転 806 と直交復調器 807 の従属接続における計測結果との比較を行い、パラメータを推定する。仮想的なパスの演算に当たっては上記の方程式が用いられる。

【0118】

所定のシンボル数 N (図 22 のステップ 103) および位相分割数 D (図 22 のステップ 104) の観測が終了した段階で、上記方程式の評価を行う (図 22 のステップ 107)。図 22 のステップ 106 において決定した乱数 819 及び 821 を用いて、上の方程式を計算する。位相回転 ϕ は制御部 405 によって 512 シンボル毎に D 個の値 (例えば 0° と 90° の 2 つの値) を交互に取るように変更される (図 22 のステップ 105)。 20

【0119】

上記の方程式において I_2 及び Q_2 に相当する $S I(n)$ 及び $S Q(n)$ に対する、出力 $D I(n)$ 、 $D Q(n)$ を得る。例えば 1024 シンボルの $D I(n)$ 、 $D Q(n)$ を求め、これと時刻を合わせた I_4 、 Q_4 との誤差を求める。ここで誤差は

【数 32】

$$Err(r) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left| (D_I(n) + jD_Q(n)) - (I_4(n+\tau) + jQ_4(n+\tau)) \right|^2$$

... (32)

30

【0120】

として計算する。この場合は $N = 1024$ である。

【0121】

同様の評価を別のパラメータセットについて R 回 (例えば 8192 回) 繰り返す (図 22 のステップ 108)。

【0122】

R 回の誤差の評価が終了した段階で、 $Err(1) \sim Err(8192)$ の誤差のうち、最も少ない 16 個を選び、9 個のパラメータ、 Δgm 、 $\Delta \theta m$ 、 I_{DCm} 、 Q_{DCm} 、 G 、 Δgd 、 $\Delta \theta d$ 、 I_{DCd} 、 Q_{DCd} にどのような乱数を設定したか調べる。

【0123】

40

例えば、誤差の少ない 16 個では Δgm に 0.18 dB ~ 0.36 dB の値が入っていたとすると、求める Δgm の解はこの範囲内に存在すると仮定し、次回の乱数設定の範囲を 0.18 dB ~ 0.36 dB に制限する。他のパラメータについても同様に調べて乱数の設定範囲を更新する。また、この段階 (M 回目) での各パラメータの推定値としては、 $Err(1) \sim Err(8192)$ の誤差が最も少なかった回に乱数で設定されていた値を与える (図 22 のステップ 109)。この処理を M 回 (例えば 20 回) 行い (図 22 のステップ 110)、処理を終了する。

【0124】

図 24 はパラメータ推定用の設定値の一覧である。また、図 25 乃至図 29 は各パラメータの収束の様子を示したものである。図中、3 本の線のうち、一番上が一様乱数の上限 50

値、一番下が一樣乱数の下限値、中央が推定値である。また、図30は各パラメータの収束値の一覧である。これらから、9個の誤差パラメータを確実に収束させることができることがわかる。

【0125】

本発明では、縦続接続の関係にある直交変調器と直交復調器のIQ平面を回転させることによってそれぞれが持つ誤差を推定している。誤差の推定は上記の方程式に帰着される。

【0126】

本実施の形態では、乱数を用いた最適化手法により上記の方程式を解いたが、これに限られるものではなく、この多次元の非線形方程式の解き方がいかなる方法であっても構わないことはいうまでもない。

10

【0127】

また、本実施の形態では、512サンプル毎に移相器を制御しているが、Nサンプル、R個の乱数セットのデータを先に取得し、続いて移相器を制御して異なる ϕ において同様の処理をおこなっても誤差の推定を行うことができる。上記の連立方位式をどの順番で用意するかの問題であって、その順序によって答えが変化することはないことは説明するまでもない。

【0128】

(位相回転の分割数Dについて)

上記実施形態では移相器220によって回転させる位相角として 0° と 90° の2種類を選んだ。しかし、本発明は位相角としてこの限定された値を用いる必要はない。図31は上記第実施形態について、位相角 ϕ の分割数Dと収束特性の関係をシミュレーションした結果の一例を示している。この図から2分割以上では同等の収束特性が得られていることが分かる。

20

【0129】

(位相回転 ϕ について)

図32は位相角 ϕ の分割数 $D=2$ とした場合、一方の移相量が 0° のとき、他方の移相量として何度を選ぶのが効果的か示したものである。

【0130】

図32から、第1の移相量に対して相対的に $\pm 90^\circ$ ずれた場合に二乗平均誤差が小さく、収束特性が良いことが分かる。しかし、これ以外の値でも収束することが分かる。最も収束しやすいのは $\pm 115^\circ$ を中心とした領域である。実用的な領域は $0^\circ \pm 15^\circ$ と $180^\circ \pm 5^\circ$ を除く広い範囲であることが分かる。

30

【0131】

図33は、位相角 ϕ の分割数 $D=2$ とした場合に移相量の一方を 45° とした場合の、他方と移相量として何度を選ぶのが効果的かを示したものである。図32の例と同様、第2の位相角として有効な角度は、第1の位相角に対して $\pm 15^\circ$ と第1の位相角 $+180^\circ \pm 5^\circ$ の領域の除いて有効であることが分かる。

【0132】

この特性は、実用上厳密な調整が困難な直交変調器と直交復調器間の位相が 0° 、 90° 等の特定の値に限定する必要の無いことを示している。

40

【0133】

(位相角 ϕ の誤差について)

上記説明は、位相角 ϕ は厳密に制御された値になっていることを前提としていた。すなわち、制御部405が位相角 ϕ を 45° に設定すれば、移相器220は直交変調器230と直交復調器240のIQ平面を正確に 45° 移相することを仮定していた。しかし、実用上はこの様な校正を必要とする方法は好ましくなく、移相器220により設定されるIQ平面の位相角 ϕ に誤差があっても推定アルゴリズムが動作することが望ましい。

【0134】

そこで、図21に示すように、位相角 ϕ についても誤差パラメータ $\Delta\phi$ (乱数820)

50

を設定することで、他の 9 個の誤差パラメータと一緒に位相角 ϕ の誤差を推定しながら、他の 9 個の誤差パラメータを推定することが可能である。特に、 $\Delta\phi$ として ± 180 の探索範囲を設定しても収束し得ることである。推定方法は上記実施の形態と同じでよい。これは、多次元の非線形連立方程式において未知数が 1 つ増えたことに相当する。

【0135】

この特性は、本発明の実用上非常に有効な特性である。移相器 220 の厳密な校正をしなくてもよいため、例えば、ローカル信号源から直交変調器あるいは直交復調器までの電気長を気にする必要がなくなる。また、移相器の電気長や制御電圧に対する移相量の線形性も気にする必要がなくなる。

【0136】

(乱数について)

上記説明では乱数に一樣乱数を用いてもよかったが、これをガウス乱数にしてもよい。

【0137】

図 34 には二つの乱数の確率を示した。一樣乱数は探索範囲として設定した最大値と最小値の間に一樣乱数を発生するため、万が一、真値がこの範囲から外れた場合は収束しなくなる問題がある。

【0138】

これに対して、ガウス乱数は探索範囲を σ とすることで、少ない確立ではあるが、固定的な探索範囲の外にも再探索をかけることができるため、一樣乱数に比べればロバストな方法と言える。収束特性は一樣乱数とさほど変わらない。

【0139】

この様に、本発明は、上記の多次元非線形連立方程式の解放にその効果が制限されないため、探索方法を任意に変更することが可能である。

【0140】

(雑音について)

上記説明では実用時に発生する雑音について無視してきたが、本発明は、雑音についても耐性を有していることについて説明する。

【0141】

雑音が加わった計算モデルは以下になる。

【数 33】

$$\begin{bmatrix} D_I(n) \\ D_Q(n) \end{bmatrix} = \Psi_d \cdot \Phi(n) \cdot G \cdot \Psi_m \left(\begin{bmatrix} S_I(n) \\ S_Q(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{DCm} \\ Q_{DCm} \end{bmatrix} \right) + \begin{bmatrix} I_{DCd} \\ Q_{DCd} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \xi_I \\ \xi_Q \end{bmatrix} \quad \dots (33)$$

【0142】

ここで、 ξ は各チャンネルに負荷される雑音である。この揺らぎがある状態で、推定アルゴリズムを実施する。

【0143】

すると、推定値は雑音の影響を受けてある値以下に収束しなくなる。例えば $M = 10$ 回目の推定で、収束が底を打ったとする。この場合、11 回目以降の推定値について平均化処理を行うことで、真値に向かってさらに収束させることが可能になる。

【0144】

具体的には、12 回目では 11 回目と 12 回目の推定値の平均値とし、13 回目では、11 回目、12 回目、13 回目の推定値の平均値とする。

【0145】

この処理を繰り返すことで、パラメータを収束させることができる。

【0146】

(電力増幅器の非線形性について)

上記説明では、PA208 の非線形性を考慮していなかった。しかし、実際の通信装置

10

20

30

40

50

ではPA208は非線形領域で用いられることがある。この場合、信号振幅に対して閾値を設けて、閾値よりも小さな信号について上記方程式の演算対象とし、大きな値は破棄する。この処理によりPA208の非線形性の影響を軽減できる。

【0147】

(DPDの較正との併用)

PA208の非線形性の影響を軽減する例としてDPD401との併用も考えられる。

【0148】

DPD401の推定動作と直交誤差補償の推定動作を交互に行い、線形誤差と非線形誤差の両方を収束させて行く方法である。また、この関係は必ずしも機械的に交互に動作させる必要は無く、独立に動作させてもよい。それぞれの推定動作のトリガとなるイベントも共通のものである必要は無く、独立していても良い。イベントとしては、タイマ、カウンタ、温度変化、送信電力の変化、送信周波数の変化、PA208の出力電力の変化、PA208の入力電力の変化、PA208の利得、直交変調器230の利得、直交変調器230の出力電力の変化、直交復調器240の入力電力の変化、直交復調器240の利得の変化、LO信号の電力の変化、LO信号の周波数の変化、PLLのアナロック、マルチキャリアにおける送信チャネルの組み合わせの変化、変調方式の変化などがある。また、受信データや送信データの内容によりイベントを発生することも可能である。

【0149】

DPD401が動作している状態では、PA208の非線形性はDPD401によって相殺される。従って、直交誤差推定部403は I_0 及び Q_0 と I_4 及び Q_4 を比較することで、非線形性を除去できる。ただし、この場合、直交変調器誤差補償部402が経路に挟まれているため、直交変調器誤差補償部402の誤差も補償されている。観測されるのは、補償からずれた分である。

【0150】

同様に直交誤差推定部403が I_5 及び Q_5 の信号を参照すれば、直交復調器240の誤差も補償されていることになり、観測されるのは同じく補償からずれた分となる。

【0151】

(DPD401、送信信号生成部406、受信信号処理部407)

DPD401、送信信号生成部406、受信信号処理部407は、直交変調器230と直交復調器240の補償にとって必須の部分ではないが、特にDPD401の構成と動作の一例について以下述べる。

【0152】

(DPD401の構成)

DPD401は、図35のようにDPD401は、パワー計算部302、非線形歪補償用のLUT304、非線形歪補償部306、非線形誤差算出部327、LUT更新部329を備える。

【0153】

また説明の便宜上、信号およびその経路にも符号を付して説明する。すなわち、 I_0 と Q_0 とで表される直交ベースバンド信号301、パワー計算部302で計算した振幅値303、直交化した非線形歪補償データ305、 I_1 と Q_1 とで表される非線形歪補償された直交ベースバンド信号307、 I_5 と Q_5 とで表される戻り直交ベースバンド信号323、非線形誤差算出部327で算出されたパワーに対応付けされた非線形誤差328、LUT更新部329によってパワーに対応づけされたLUTアドレスに新しく書き込むための更新用非線形歪補償データ330、として符号を付す。

【0154】

(DPD401の送信モードにおける動作)

DPD401の各ブロックの、送信モードにおける動作について説明する。

【0155】

まず、パワー計算部302で直交ベースバンド信号301から、送信信号の振幅値303を計算する。つぎに、計算した送信信号の振幅値303をアドレスとして非線形歪補償

用のLUT304を参照し、あらかじめ計算した送信系の非線形歪特性の逆特性を持つ非線形歪補償データを直交化した非線形歪補償データ305として得る。

【0156】

非線形歪補償部306では直交ベースバンド信号301と直交化した非線形歪補償データ305の複素積を行い、非線形歪補償された直交ベースバンド信号307を出力する。

【0157】

(DPD401の誤差推定モードにおける動作)

誤差推定モードでは、制御部405からの指示により、戻り直交ベースバンド信号323と直交ベースバンド信号301を比較して送信系回路600の非線形誤差を直交ベースバンド信号301の振幅の関数としてモデル化し、さらにLUT304を更新する。

10

【0158】

まず、非線形誤差算出部327では直交ベースバンド信号301と戻り直交ベースバンド信号323の間で生じた遅延を推定し、遅延を補正する。遅延補正された直交ベースバンド信号301と戻り直交ベースバンド信号323を同時刻同士で複素除算することでその時刻における送信系回路600の複素利得を得る。次にこの複素利得をその時刻における直交ベースバンド信号301の振幅の関数として表す。このモデル化された結果は、振幅に対応付けされた非線形誤差328としてLUT更新部329に送られる。LUT更新部329では、振幅をアドレスとするための変換を行うとともに、非線形誤差328の逆関数を求めて、その振幅(LUTアドレス)に対応する複素の非線形歪補償データ330を求める。LUT304の更新は、制御部405からの指示により送信に支障ないタイミングで実行される。

20

【0159】

これによって、送信モードにおける精度の高い非線形歪補償が可能となる。

【0160】

DPD401の構成も上記構成に限るものではないことはいうまでもない。例えば、パワー計算部302で計算する値は振幅値に限るものではなく、送信信号のパワー値を計算してもよい。すなわち、これをアドレスとして非線形歪補償用のLUT304を参照し、あらかじめ計算した送信系の非線形歪特性の逆特性を持つ非線形歪補償データを直交化した非線形歪補償データ305として得る構成でも構わない。このような細かな点のみならず、非線形性を補正し得る構成であればよいのであることは当業者であれば理解できることであろう。

30

【0161】

また、上記説明ではスイッチ210で、アンテナ209の接続先を送信系回路600あるいは受信系回路800へ時間的に切り替えており、この場合は受信系回路800を誤差推定に用いるフィードバックループとして用いることができるのは上述のとおりである。また、送信系回路600用と受信系回路800用との複数のアンテナを用意して、切り替えを行わない構成としてもよいことはいうまでもない。受信ダイバーシティ型であれば受信系回路800を2系統有することになるが、この場合は一方の系統をアンテナと接続／切断の切り替え可能に構成してフィードバックループとして用いればよい。

40

【0162】

また、送信と受信を同時に行うシステムでは送信周波数と受信周波数が異なるが、この場合は受信系回路800をフィードバックループとして用いることができないので、誤差推定のためのフィードバックループ専用の回路を設ければよい。

【0163】

また、上記説明は直交変調器230と直交復調器240とのLO信号の周波数を搬送周波数とするダイレクトコンバージョン方式の通信装置を挙げて説明したが、LO信号の周波数を中間周波数としてアップコンバート／ダウンコンバートするヘテロダイン方式でも本発明を用いることはできる。その場合はアップコンバータ／ダウンコンバータはLO信号の周波数を共用すればよい。また、最近では複素共役関係にある2つのIF信号をDA変換器で発生させて直交変調器に通すことでイメージ抑圧を図る方式もあるが、この直交

50

変調器の補正にも有効である。比較のための信号は複素ミキシング前のベースバンド信号同士とすれば、上記の実施形態が適用できる。尚、上記にイメージ抑圧の方法は受信においても有効な方法であり、この場合の直交復調器の誤差補償にも上記と同様に有効である。

【0164】

直交変調器や直交復調器の構成についても、本実施の形態のようなミキサや移相器の組み合わせ方に限られるものではなく、公知の種々の形態をとることができることはいうまでもない。

【0165】

直交変調器に供給する局部信号と直交復調器に供給する局部信号との位相差は、局部信号源から一方へ送る信号を移相する本実施形態のような構成に限られるものではなく、例えば他方へ送る信号も移相する構成としてもよいし、2つの局部信号源をそれぞれに対して独立に設けて両者の位相をずらすような構成でもよい。

【0166】

直交変調器誤差補正部402についても例えば加算器501が直流オフセット制御電圧を、アンプを通った信号に加算する構成としてもよい。

【0167】

また直交変調器誤差補償部402は例えば図36のように、加算器1701、1702、増幅器1705、1706、移相器1707、1708を備える構成としてもよい。加算器1701は、入力される I_1 と、制御部405により制御される直流オフセット制御電圧 $IDC1$ と、を加算して出力する。アンプ1705は、加算器1701の出力信号を、制御部405により制御される増幅率 k で増幅して出力する。移相器1707は、アンプ1705の出力信号を、制御部405により制御される移相量 η だけ移相して I_2 として出力する。加算器1702は、入力される Q_1 と、制御部405により制御される直流オフセット制御電圧 $QDC1$ と、を加算して出力する。アンプ1706は、加算器1702の出力信号を、制御部405により制御される増幅率 k で増幅して出力する。移相器1708は、アンプ1706の出力信号を、制御部405により制御される移相量 η だけ移相して Q_2 として出力する。この場合、直交変調器の入出力関係を表すモデル式は(1)に代えて

【数34】

$$\begin{bmatrix} I_2 \\ Q_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_1 \cos \eta & k_1 \sin \eta \\ k_1 \sin \eta & k_1 \cos \eta \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} I_1 \\ Q_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{DC1} \\ Q_{DC1} \end{bmatrix} \right) \quad \dots (34)$$

【0168】

を用いることとなる。直交復調器としても同様の構成を用いれば(4)式に代えて

【数35】

$$\begin{bmatrix} k_2 \cos \eta & k_2 \sin \eta \\ k_2 \sin \eta & k_2 \cos \eta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \frac{\Phi}{2} & \sin \frac{\Phi}{2} \\ \sin \frac{\Phi}{2} & \cos \frac{\Phi}{2} \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} k_1 \cos \eta & k_1 \sin \eta \\ k_1 \sin \eta & k_1 \cos \eta \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} I_1 \\ Q_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{DC1} \\ Q_{DC1} \end{bmatrix} \right) + \begin{bmatrix} I_{DC2} \\ Q_{DC2} \end{bmatrix} \right) - \begin{bmatrix} I_5 \\ Q_5 \end{bmatrix} = 0 \quad \dots (35)$$

【0169】

を、直交誤差推定部のパラメータ算出に供することになる。

【0170】

なお、本実施の形態では16通りのLO位相差でサンプリングを行ってからシンボルパターンを変えるようにしたが、これはシンボルレートが遅い場合に適する手法である。シンボルレートが速い場合は逆に、4通りのシンボルパターンでサンプリングを行ってからLO位相差を変えるようにするとよい。

【0171】

(誤差の補償)

上述のように求めた直交変調器 230 の誤差と直交復調器 240 の誤差は、それぞれ直交変調器誤差補償部 402 と直交復調部誤差補償部 404 に設定され、直交誤差が相殺される。

【0172】

既に述べたとおり、直交変調器 230 の計算モデル (図 15) は図 2 の直交変調器誤差補償部の構成と逆の構成になっている。従って、DC オフセット量は、直交変調器の DC オフセット量に対して符号を反転して直交変調器誤差補償器 402 に設定する。また、直交変調器 230 の振幅誤差と位相誤差については行列 Ψ_m の逆行列を求め直交変調器誤差補償部の行列 g に与えればよい。

10

【0173】

直交復調器 240 についても同様の操作によって誤差補償を行う。

【0174】

この様に、直交変調器 230 の計算モデル (図 15) と逆の構成の直交変調器誤差補償部を設けることにより誤差を相殺するためのパラメータを簡単に求めることが出来て、その変換に際して演算誤差を抑えることが可能である。直交復調器についても同様のことが言える。

【0175】

本実施形態では直交変調器と直交復調器で逆の構成の計算モデルと補償器を設けているが、直交変調器側と直交復調器側で同じ構成となる関係にしても構わないし、全く異なるモデルを用いても構わない。直交変調器の計算モデルには補償対象となるアナログ部の特性をより効率的あるいは正確に表現できるモデルを用いるべきである。また、そのモデルは数学的に逆モデルが立てられることが望ましい。

20

【図面の簡単な説明】

【0176】

【図 1】通信装置のブロック図。

【図 2】直交変調器誤差補償部のブロック図。

【図 3】直交復調器誤差補償部のブロック図。

【図 4】直交誤差推定部のブロック図。

【図 5】直交変調器と直交復調器の位相回転がない場合の座標点を示す図。

30

【図 6】直交変調器と直交復調器の位相回転が 90° の場合の座標点を示す図。

【図 7】直交変調器と直交復調器が理想的な場合のシンボル点の図。

【図 8】直交変調器に DC オフセットがある場合のシンボル点の図。

【図 9】直交復調器に DC オフセットがある場合のシンボル点の図。

【図 10】直交変調器と直交復調器との両方に DC オフセットがある場合のシンボル点の図。

【図 11】直交変調器に利得誤差があった場合のシンボル点の図。

【図 12】直交復調器に利得誤差があった場合のシンボル点の図。

【図 13】直交変調器に位相誤差があった場合のシンボル点の図。

【図 14】直交復調器に位相誤差があった場合のシンボル点の図。

40

【図 15】直交変調器の計算モデル。

【図 16】直交復調器の計算モデル。

【図 17】直交変調器の出力が直交復調器に回転されずに入力されている場合の計算モデル。

【図 18】移相器による IQ 平面の回転がある場合の計算モデル。

【図 19】図 17 の計算モデルにおいて直交変調器と直交復調器に位相誤差と DC オフセットが無くかつ $G=1$ の場合に等価となる計算モデル。

【図 20】移相器 220 の移相を 0° と 90° に設定した場合の計算モデル。

【図 21】直交誤差推定部のパラメータ算出モデルの図。

【図 22】モデルの解法の一例を説明するフローチャート。

50

【図 2 3】 モデルの解法の一例のサンプルの関係を示す図。

【図 2 4】 パラメータ推定用の設定値の一例。

【図 2 5】 パラメータ（利得誤差）の収束の様子を示す図。

【図 2 6】 パラメータ（位相誤差）の収束の様子を示す図。

【図 2 7】 パラメータ（I c h DC オフセット）の収束の様子を示す図。

【図 2 8】 パラメータ（Q c h DC オフセット）の収束の様子を示す図。

【図 2 9】 パラメータ（QMOD 利得）の収束の様子を示す図。

【図 3 0】 各パラメータの収束値の一例。

【図 3 1】 位相角 ϕ の分割数 D と収束特性の関係を示した図。

【図 3 2】 一方の移相量が 0° の場合の他方の移相量と残留誤差との関係を示す図。

【図 3 3】 一方の移相量が 45° の場合の他方の移相量と残留誤差との関係を示す図。

【図 3 4】 二つの乱数の確率分布を示す線図。

【図 3 5】 DPD のブロック図。

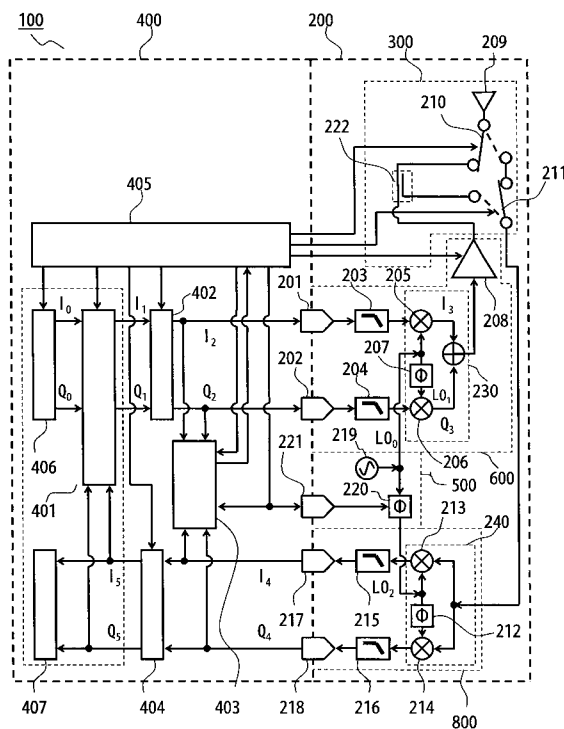
【図 3 6】 直交変調器誤差補償部の変形例のブロック図。

【符号の説明】

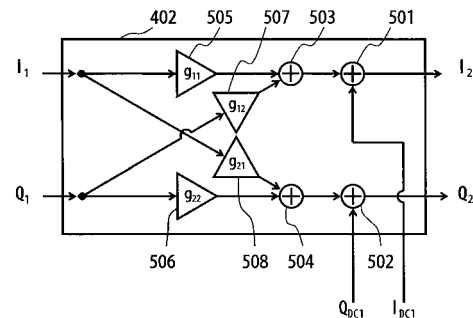
【0177】

100・・・通信装置、200・・・アナログ部、400・・・デジタル部、201，
202・・・DAC、203，204・・・LPF、205，206・・・変調器、20
7・・・移相器、208・・・PA、212・・・移相器、213，214・・・変調器
、215，216・・・LPF、217，218・・・ADC、209・・・アンテナ、
210，211・・・スイッチ、220・・・移相器、221・・・DAC、219・・・
LO、401・・・DPD、402・・・直交変調器誤差補償部、403・・・直交誤
差推定部、404・・・直交復調器誤差補償部、405・・・制御部、406・・・送信
信号生成部、407・・・受信信号処理部。

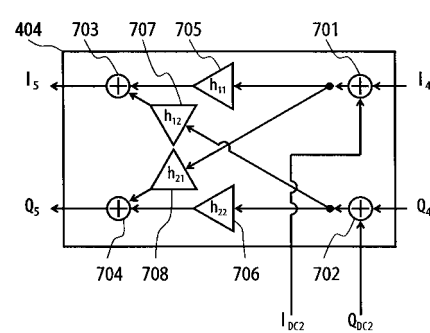
【図 1】



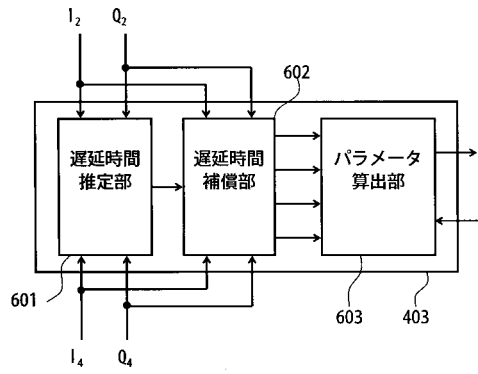
【図 2】



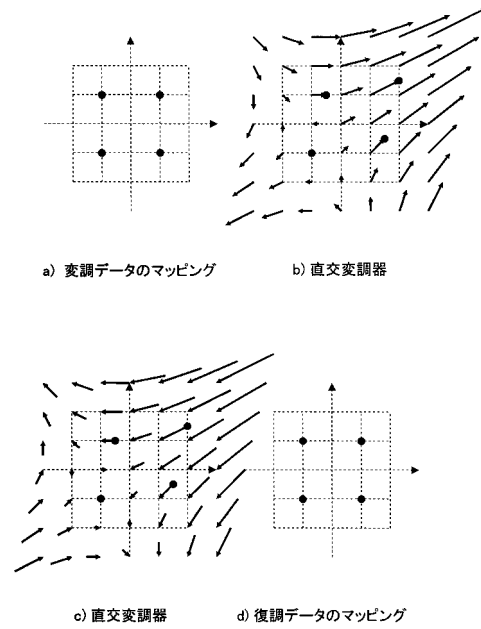
【図 3】



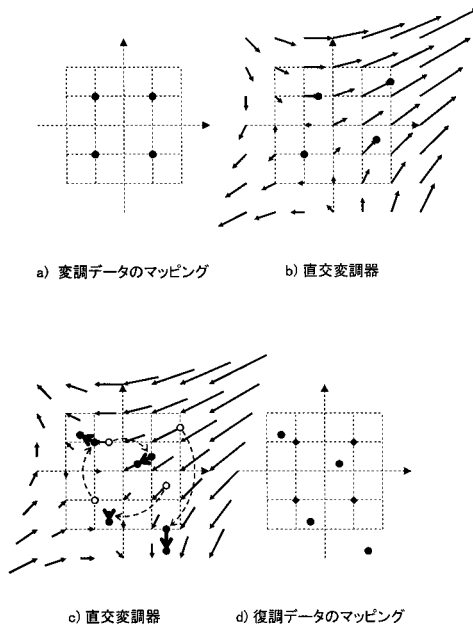
【図 4】



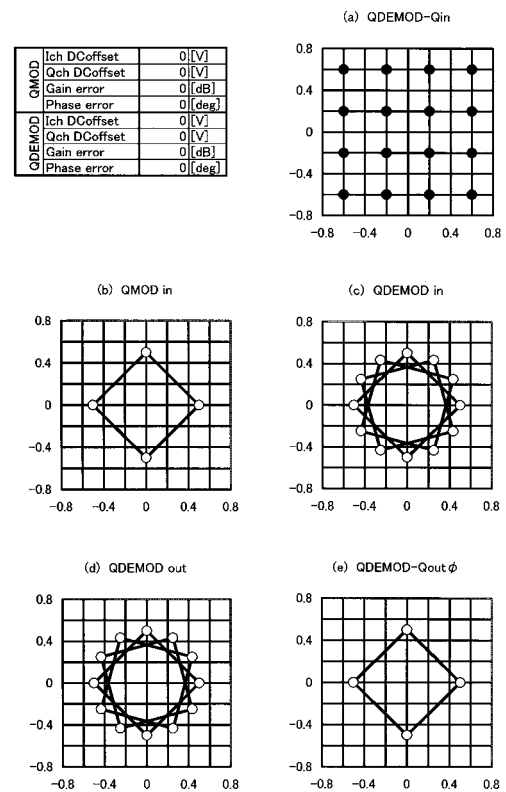
【図 5】



【図 6】

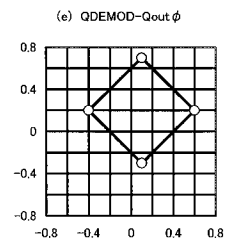
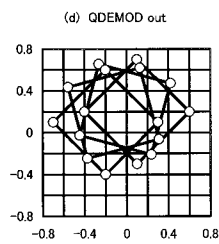
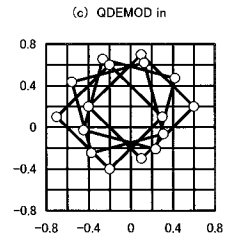
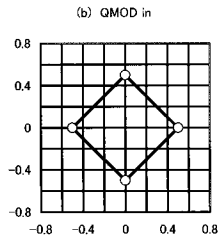
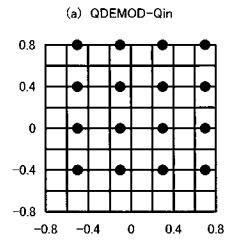


【図 7】



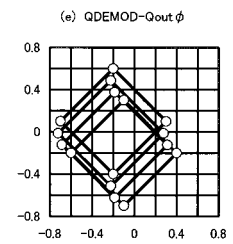
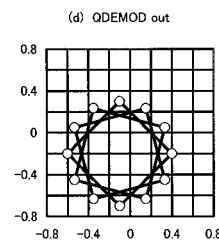
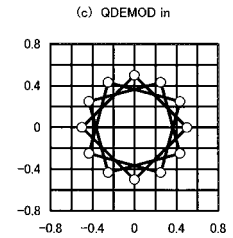
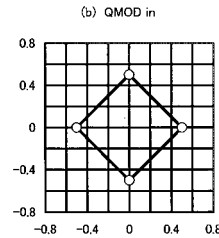
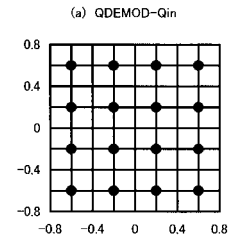
【図 8】

QMOD	Ich DCOffset	0.1 [V]
	Qch DCOffset	0.2 [V]
	Gain error	0 [dB]
	Phase error	0 [deg]
QDEMOD	Ich DCOffset	0 [V]
	Qch DCOffset	0 [V]
	Gain error	0 [dB]
	Phase error	0 [deg]



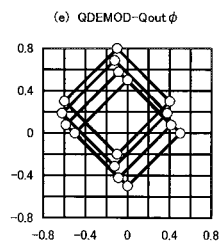
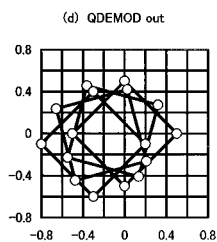
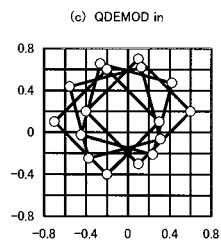
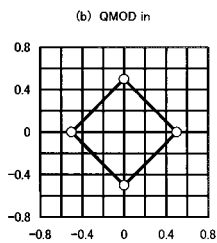
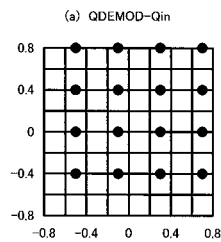
【図 9】

QMOD	Ich DCOffset	0 [V]
	Qch DCOffset	0 [V]
	Gain error	0 [dB]
	Phase error	0 [deg]
QDEMOD	Ich DCOffset	-0.1 [V]
	Qch DCOffset	-0.2 [V]
	Gain error	0 [dB]
	Phase error	0 [deg]



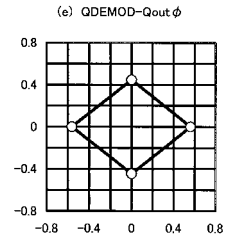
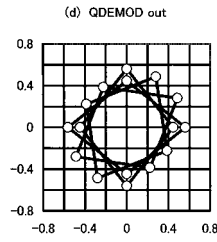
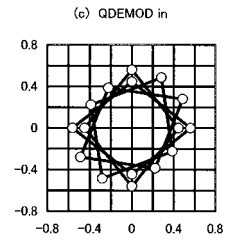
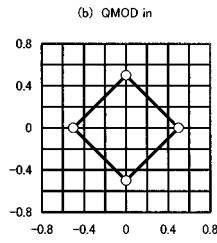
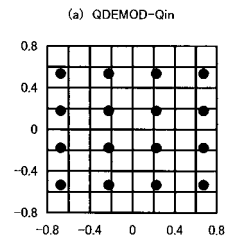
【図 10】

QMOD	Ich DCOffset	0.1 [V]
	Qch DCOffset	0.2 [V]
	Gain error	0 [dB]
	Phase error	0 [deg]
QDEMOD	Ich DCOffset	-0.1 [V]
	Qch DCOffset	-0.2 [V]
	Gain error	0 [dB]
	Phase error	0 [deg]



【図 11】

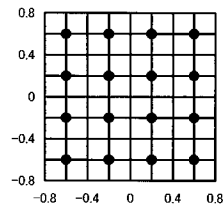
QMOD	Ich DCOffset	0 [V]
	Qch DCOffset	0 [V]
	Gain error	1 [dB]
	Phase error	0 [deg]
QDEMOD	Ich DCOffset	0 [V]
	Qch DCOffset	0 [V]
	Gain error	0 [dB]
	Phase error	0 [deg]



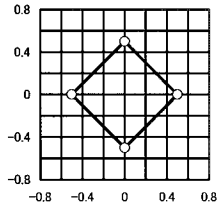
【図 1 2】

QMOD	Ich DCOffset	0[V]
	Qch DCOffset	0[V]
	Gain error	0[dB]
	Phase error	0[deg]
QDEM0D	Ich DCOffset	0[V]
	Qch DCOffset	0[V]
	Gain error	1[dB]
	Phase error	0[deg]

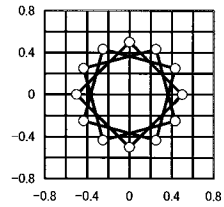
(a) QDEM0D-Qin



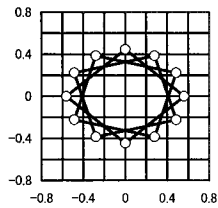
(b) QMOD in



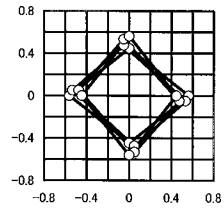
(c) QDEM0D in



(d) QDEM0D out



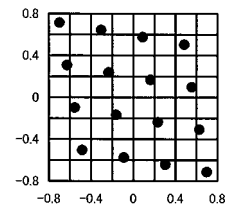
(e) QDEM0D-Qout ϕ



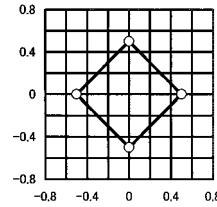
【図 1 3】

QMOD	Ich DCOffset	0[V]
	Qch DCOffset	0[V]
	Gain error	0[dB]
	Phase error	10[deg]
QDEM0D	Ich DCOffset	0[V]
	Qch DCOffset	0[V]
	Gain error	0[dB]
	Phase error	0[deg]

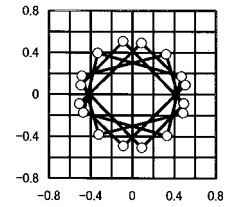
(a) QDEM0D-Qin



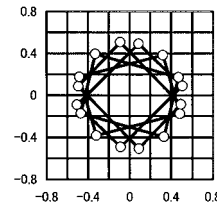
(b) QMOD in



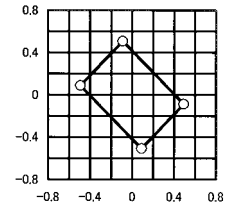
(c) QDEM0D in



(d) QDEM0D out



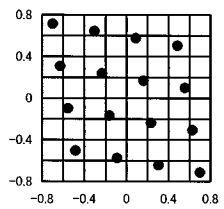
(e) QDEM0D-Qout ϕ



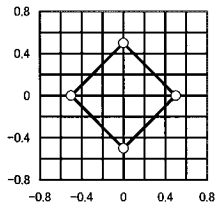
【図 1 4】

QMOD	Ich DCOffset	0[V]
	Qch DCOffset	0[V]
	Gain error	0[dB]
	Phase error	0[deg]
QDEM0D	Ich DCOffset	0[V]
	Qch DCOffset	0[V]
	Gain error	0[dB]
	Phase error	10[deg]

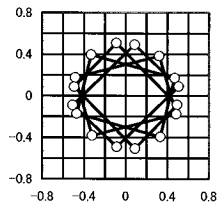
(a) QDEM0D-Qin



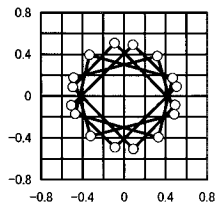
(b) QMOD in



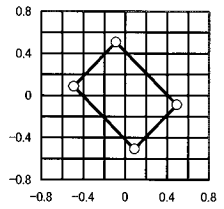
(c) QDEM0D in



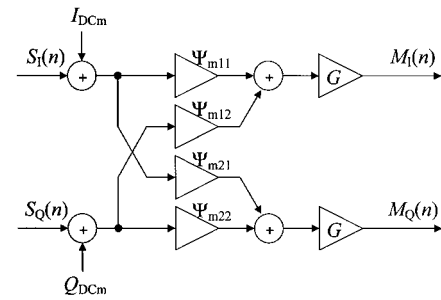
(d) QDEM0D out



(e) QDEM0D-Qout ϕ

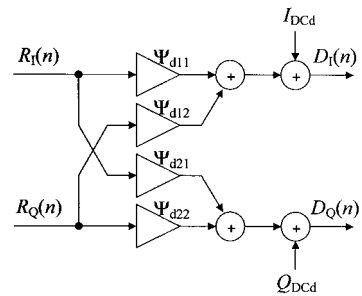


【図 1 5】



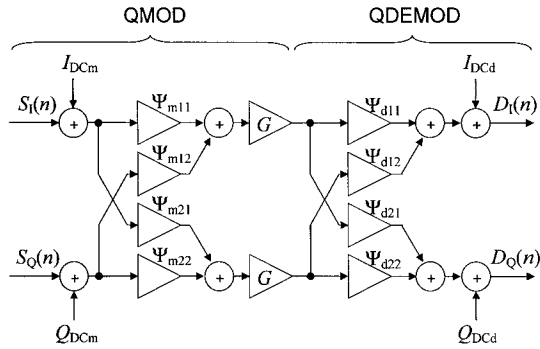
$$\Psi_m = \begin{bmatrix} \Delta g_m \cos \Delta \theta_m & \frac{1}{\Delta g_m} \sin \Delta \theta_m \\ \Delta g_m \sin \Delta \theta_m & \frac{1}{\Delta g_m} \cos \Delta \theta_m \end{bmatrix}$$

【図 1 6】

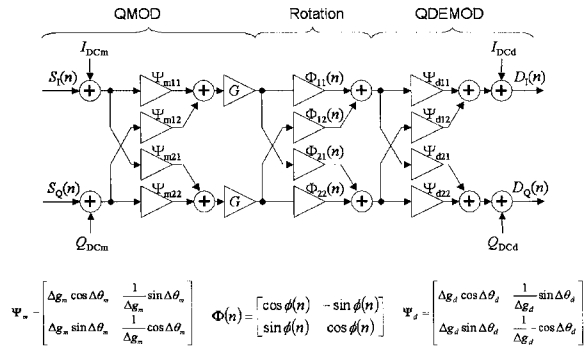


$$\Psi_d = \begin{bmatrix} \Delta g_d \cos \Delta \theta_d & \frac{1}{\Delta g_d} \sin \Delta \theta_d \\ \Delta g_d \sin \Delta \theta_d & \frac{1}{\Delta g_d} \cos \Delta \theta_d \end{bmatrix}$$

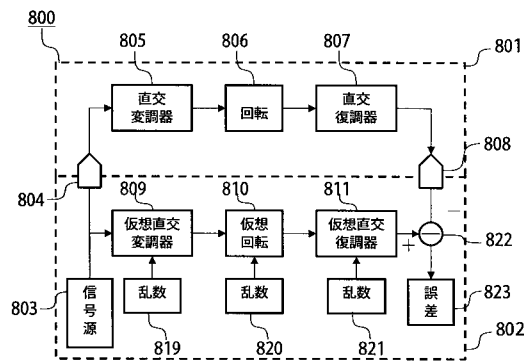
【図 17】



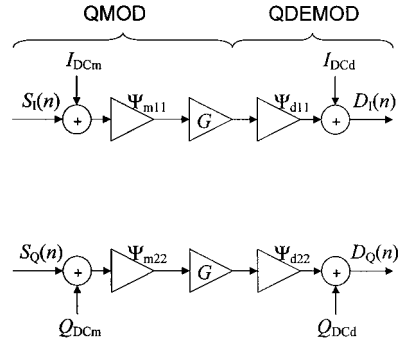
【図 18】



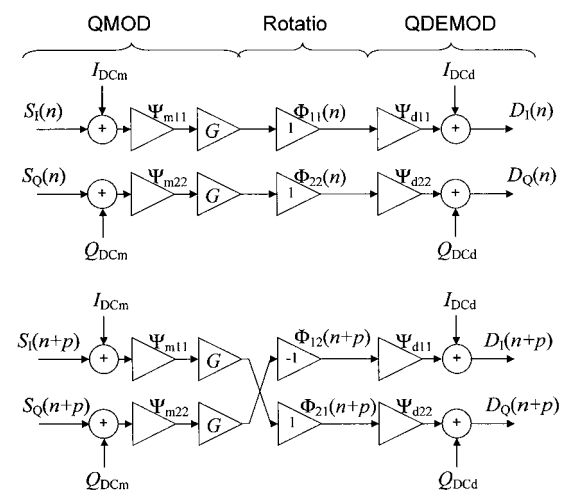
【図 21】



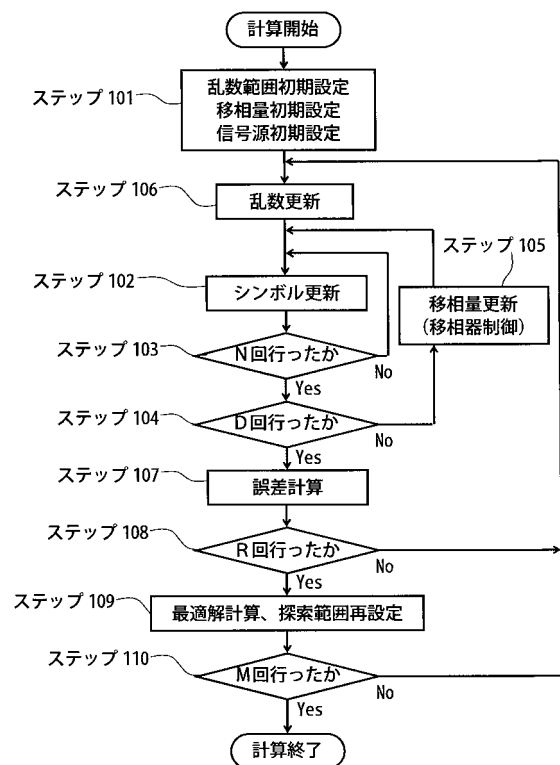
【図 19】



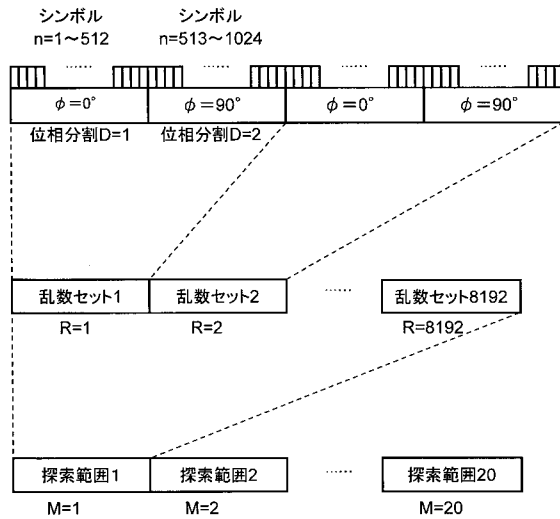
【図 20】



【図 22】



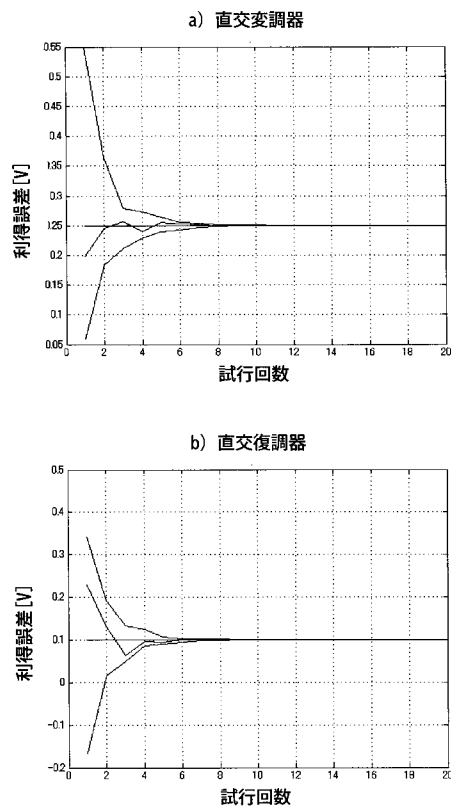
【図 2 3】



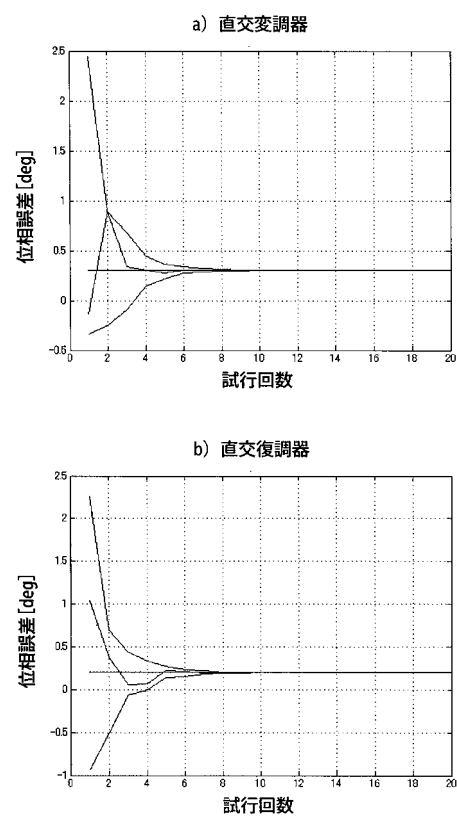
【図 2 4】

パラメータ生成方法	範囲限定一様乱数
試行回数 M	20
移相器分割数 D	2(0 度, 90 度)
パラメータ生成数/試行 R	8192
サンプル数/パラメータ 1 組 N	1024
直交変調器	
振幅誤差	0.25[dB]
直交変調器	
位相誤差	0.3 [deg]
直交変調器	
I-ch dc オフセット	0.001[V]
直交変調器	
Q-ch dc オフセット	0.002[V]
直交復調器	
振幅誤差	0.1[dB]
直交復調器	
位相誤差	0.2 [deg]
直交復調器	
I-ch dc オフセット	0.001[V]
直交復調器	
Q-ch dc オフセット	-0.001[V]
アナログ部利得	1.2 (真数) 1.5836... (dB)
直交変調器	
振幅誤差初期範囲	[-1, 1] [dB]
直交変調器	
位相誤差初期範囲	[-3, 3] [deg]
直交変調器 I-ch	
dc オフセット初期範囲	[-0.01, 0.01] [V]
直交変調器 Q-ch	
dc オフセット初期範囲	[-0.01, 0.01] [V]
直交復調器	
振幅誤差初期範囲	[-1, 1] [dB]
直交復調器	
位相誤差初期範囲	[-3, 3] [deg]
直交復調器 I-ch	
dc オフセット初期範囲	[-0.01, 0.01] [V]
直交復調器 Q-ch	
dc オフセット初期範囲	[-0.01, 0.01] [V]
アナログ部利得範囲	[-3, 3] [dB]

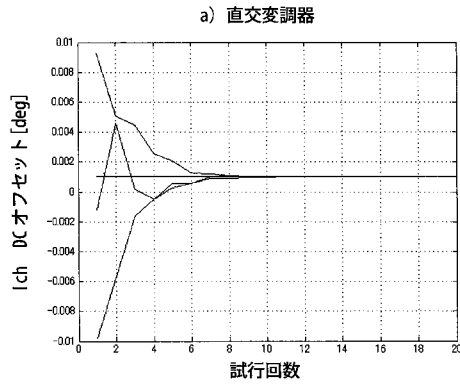
【図 2 5】



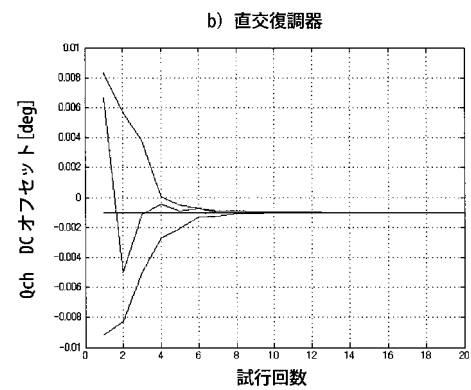
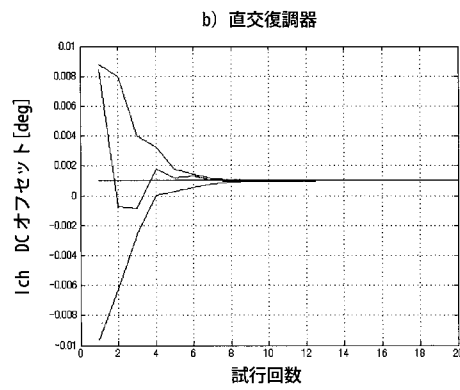
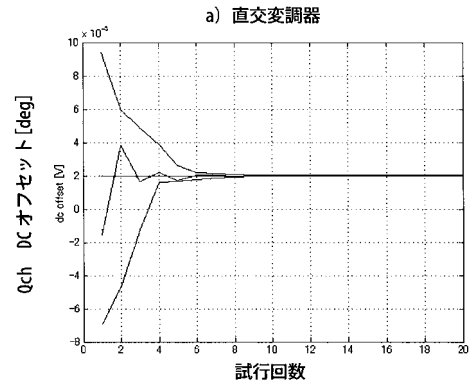
【図 2 6】



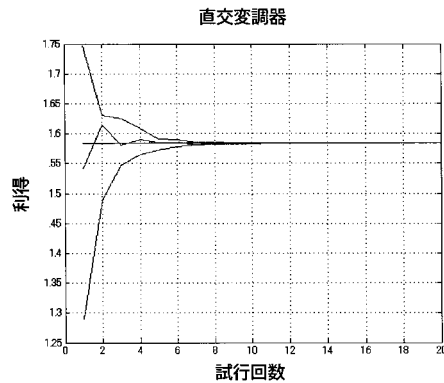
【図 27】



【図 28】



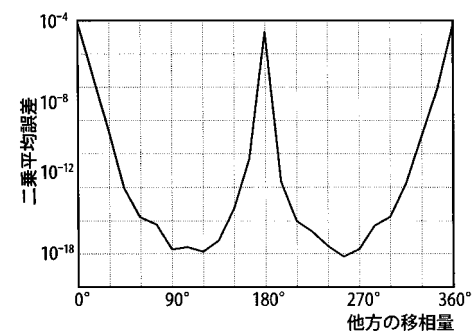
【図 29】



【図 31】

分割数 D	位相角 ϕ	収束特性 (収束までのループ回数)
1	$0^\circ, 90^\circ$	∞ (解が求まらない)
2	$0^\circ, 90^\circ$	9
4	360° を 4 分割 ($0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$)	9
8	360° を 8 分割	9
16	360° を 16 分割	9
32	360° を 32 分割	9
64	360° を 64 分割	10

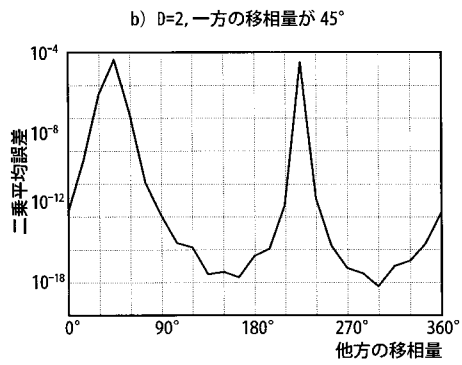
【図 32】

a) D=2, 一方の移相量が 0° 

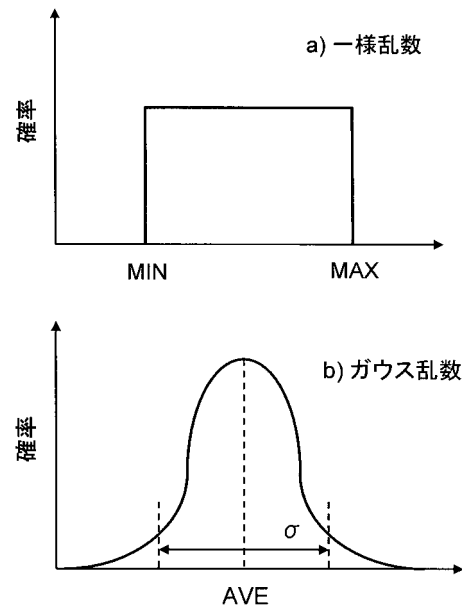
【図 30】

	推定回数	推定値			設定値	誤差 20回目
		5	10	20		
GDMOD	振幅誤差 Δg_m [dB]	0.256	0.250	0.250	0.250	4.0E-07
	位相誤差 $\Delta \theta_m$ [deg]	0.275	0.301	0.300	0.300	2.7E-06
	I-ch dc I_{DCm} [mV]	0.554	0.996	1.000	1.000	5.2E-06
	Q-ch dc Q_{DCm} [mV]	1.726	1.995	2.000	2.000	3.0E-06
	利得 G [dB]	1.585	1.584	1.584	1.584	5.0E-08
QDEMOMD	振幅誤差 Δg_d [dB]	0.095	0.100	0.100	0.100	3.0E-07
	位相誤差 $\Delta \theta_d$ [deg]	0.226	0.198	0.200	0.200	3.0E-06
	I-ch dc I_{DCd} [mV]	1.205	0.996	1.000	1.000	1.1E-05
	Q-ch dc Q_{DCd} [mV]	-0.926	-0.999	-1.000	-1.000	-1.0E-07

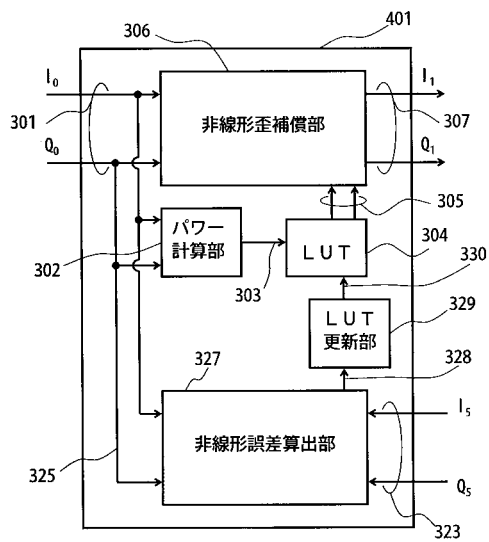
【図 3 3】



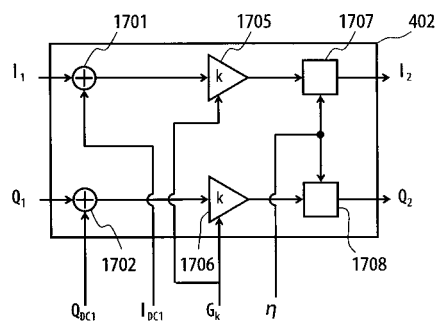
【図 3 4】



【図 3 5】



【図 3 6】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開平09-233145 (JP, A)
特開2001-285387 (JP, A)
国際公開第2006/030481 (WO, A1)
特開平10-136048 (JP, A)
特開平11-136302 (JP, A)
特開2005-354665 (JP, A)
特開平01-219951 (JP, A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H04L 27/34
H04B 1/40
H04L 27/18