

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号
特許第5158034号
(P5158034)

(45) 発行日 平成25年3月6日 (2013.3.6)

(24) 登録日 平成24年12月21日 (2012.12.21)

(51) Int.Cl.	F I	
H O 3 F 1/32 (2006.01)	H O 3 F 1/32	
H O 3 F 3/24 (2006.01)	H O 3 F 3/24	
H O 3 F 1/34 (2006.01)	H O 3 F 1/34	
H O 4 B 1/04 (2006.01)	H O 4 B 1/04	R
H O 4 L 27/36 (2006.01)	H O 4 L 27/00	F
請求項の数 6 (全 24 頁) 最終頁に続く		

(21) 出願番号	特願2009-187237 (P2009-187237)	(73) 特許権者	000005223
(22) 出願日	平成21年8月12日 (2009.8.12)		富士通株式会社
(65) 公開番号	特開2011-41049 (P2011-41049A)		神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号
(43) 公開日	平成23年2月24日 (2011.2.24)	(74) 代理人	100099759
審査請求日	平成23年2月17日 (2011.2.17)		弁理士 青木 篤
		(74) 代理人	100119987
			弁理士 伊坪 公一
		(74) 代理人	100081330
			弁理士 樋口 外治
		(74) 代理人	100141254
			弁理士 榎原 正巳
		(74) 代理人	100113826
			弁理士 倉地 保幸
		最終頁に続く	

(54) 【発明の名称】 無線装置及び信号処理方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

アナログ形式の直交変調信号から同相信号成分及び直交信号成分を交互にサンプリングするA／D変換器と、

前記A／D変換器の出力信号にデジタル直交復調処理を施し、同相信号及び直交信号を出力するデジタル直交復調部と、

前記デジタル直交復調部から出力される同相信号及び直交信号に基づいて、前記同相信号成分のサンプリングタイミング及び前記直交信号成分のサンプリングタイミング間の時間差の誤差を検出する誤差検出部と、

前記誤差検出部により検出される前記時間差の誤差に基づいて、前記時間差の誤差により生じる前記同相信号及び前記直交信号の誤差を低減する誤差低減部と、を備え、

前記誤差低減部は、前記同相信号成分のサンプリングタイミング及び前記直交信号成分のサンプリングタイミング間の時間差の誤差を低減する時間差誤差低減部を備え、

前記時間差誤差低減部は、サンプリングタイミングを定めるクロック信号の初期位相を調整することを特徴とする無線装置。

【請求項2】

サンプリングタイミングを定める前記クロック信号としての第1周波数の第1クロック信号を前記A／D変換器に供給する第1クロック発生器と、

前記第1周波数の1／2の周波数の第2クロック信号を供給する第2クロック発生器と、を備え、

前記時間差誤差低減部は、前記第1クロック発生器が供給する前記第1クロック信号の初期位相を調整する位相調整部を備える請求項1に記載の無線装置。

【請求項3】

前記時間差誤差低減部は、前記第2クロック発生器が供給する前記第2クロック信号の初期位相を調整する位相調整部をさらに備える請求項2に記載の無線装置。

【請求項4】

送信信号を直交変調した変調信号を増幅する増幅器、

前記増幅器により増幅された変調信号から前記A/D変換器及び前記デジタル直交復調部によって復調された前記同相信号及び前記直交信号と、前記送信信号である参照信号と、の間の差が小さくなるように歪補償係数を演算する歪補償係数演算部、

演算された前記歪補償係数で記憶内容が更新される歪補償係数記憶部、

前記歪み補償係数に基づいて送信信号に歪補償を施す歪補償部をさらに備える請求項1～3のいずれか一項に記載の無線装置。

【請求項5】

前記誤差検出部は、前記デジタル直交復調部から出力される前記同相信号及び前記直交信号に含まれる前記直交変調信号のイメージ成分を検出する周波数特性解析部を備える請求項1～4のいずれか一項に記載の無線装置。

【請求項6】

前記誤差検出部は、前記同相信号及び前記直交信号と前記送信信号との間の誤差量又は相関量を検出する請求項4に記載の無線装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、アナログ形式の直交変調信号をデジタル信号に変換し、このデジタル信号にデジタル直交復調処理を施して同相信号及び直交信号を取り出す無線装置に関する。

【背景技術】

【0002】

ベースバンド変調信号を歪補償処理部で歪補償し、D/A変換部により第1周波数のサンプリングクロックでアナログ信号に変換し、パワーアンプPAで増幅して送信し、一部をフィードバックして復調し、PAで生じた歪成分を検出して歪成分を打ち消す歪補償係数を算出するデジタル無線装置が知られている。このデジタル無線装置は、フィードバック信号を周波数変換部で中間周波数IF信号に変換し、このIF信号をA/D変換器により第2周波数のサンプリングクロックでアンダーサンプリングし、デジタル直交復調処理によりA/D変換器の出力信号を第1直交復調信号へ復調し、LPFで第1直交復調信号から歪成分検出用の第2直交復調信号を取得する。このデジタル無線装置では、第1周波数及び第2周波数のサンプリングクロックと、アナログ直交変調部への搬送波と、周波数変換部への発振周波数信号とが共通の基準発振源により生成される。このデジタル無線装置は、第1直交復調信号から第2周波数の1/2の周波数成分を除去するデジタルFIRフィルタを備える。

【0003】

また、歪補償係数を用いて入力信号に歪補償処理を施して歪デバイスに入力し、歪補償前の入力信号と歪デバイスの出力側からフィードバックされるフィードバック信号とに基づいて歪補償係数を演算し、演算された歪補償係数を入力信号に対応させて記憶する歪補償装置が知られている。この歪補償装置は、フィードバック信号をAD変換するAD変換部と、AD変換部の出力を高速フーリエ変換し、スペクトラムを算出するFFT演算部と、FFT演算結果に基づいて信号ノイズ比SNRあるいは隣接チャネル漏洩電力比ACLRあるいはノイズレベルPnあるいは有効ビット長ENBOのいずれかの値を計算する計算部と、現時刻における計算値と1つ前の時刻における計算値を比較し、比較結果に基づいて歪デバイスとフィードバックループで生じる信号の遅延時間を調整し、この調整処理を繰り返して遅延時間を決定する遅延時間決定部と、遅延時間を設定されて歪補償装置各

10

20

30

40

50

部のタイミング合わせを行う遅延回路を備える。

【0004】

さらに、複数の光電変換素子と、共通信号線と、各光電変換素子と共通信号線との間に介在する複数のスイッチング素子と、これらを順次駆動するためのシフトレジスタなどから構成されるイメージセンサが知られている。このイメージセンサの共通信号線には、ノイズ吸収用のコンデンサと、スイッチング素子と、クロック信号に対して逆位相の信号を容量結合させるためのインバータおよびコンデンサが直列接続される。このため、共通信号線に重畳されるクロック信号のクロストークノイズ信号が低減される。

【0005】

また、歪補償係数を用いて入力信号に歪補償処理を施すプリディストーション部、歪補償前の入力信号と歪デバイスの出力側からフィードバックされるフィードバック信号とに基づいて歪補償係数を演算する歪補償係数演算部、演算された歪補償係数を入力信号に対応させて記憶する歪補償係数記憶部を備えた歪補償装置が知られている。この歪補償装置は、フィードバック信号の遅延量をデジタルフィルタによって調整する遅延部を備える。

10

【0006】

また、送信信号である参照信号とフィードバック信号の差信号を入力され、差信号が小さくなるように適応アルゴリズムにより歪補償係数を演算する歪補償係数演算部、演算された歪補償係数で記憶内容が更新される歪補償係数記憶部、歪補償係数に基づいて送信信号に歪補償を施す歪補償部を備えた歪補償装置が知られている。この歪補償装置は、参照信号とフィードバック信号の位相差を検出する位相差検出部と、この位相差を補正する位相補正部と、位相補正期間と歪補償係数更新期間を交互に発生し、位相補正期間において上記位相差を補正し、歪補償係数更新期間において歪補償係数を更新するよう制御する制御部とを備える。

20

【先行技術文献】

【特許文献】

【0007】

【特許文献1】特開2001-103104号公報

【特許文献2】国際公開第2002/087097号

【特許文献3】特開平6-86006号公報

【特許文献4】特開2001-189685号公報

30

【特許文献5】国際公開第2003/103163号

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0008】

実施例に係る装置及び方法は、アナログデジタル変換により直交変調信号をデジタル信号に変換し、このデジタル信号にデジタル直交復調処理を施すことにより取り出される同相信号及び直交信号の品質を向上することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0009】

実施例の一形態による無線装置は、アナログ形式の直交変調信号から同相信号成分及び直交信号成分を交互にサンプリングするA/D変換器と、A/D変換器の出力信号にデジタル直交復調処理を施し、同相信号及び直交信号を出力するデジタル直交復調部と、デジタル直交復調部から出力される同相信号及び直交信号に基づいて、同相信号成分のサンプリングタイミング及び直交信号成分のサンプリングタイミング間の時間差の誤差を検出する誤差検出部とを備える。

40

【発明の効果】

【0010】

上記実施例によれば、アナログデジタル変換により直交変調信号をデジタル信号に変換し、このデジタル信号にデジタル直交復調処理を行うことにより取り出される同相信号及び直交信号の品質が向上される。

50

【図面の簡単な説明】

【0011】

【図1】同相信号及び直交信号に発生するイメージ成分の説明図である。

【図2】(A)はクロック信号の波形の説明図であり、クロストークノイズが重畳されたクロック信号の説明図(その1)である。

【図3】実施例に係る無線装置の第1例の概略構成図である。

【図4】実施例に係る無線装置の第2例の概略構成図である。

【図5】実施例に係る無線装置の第3例の概略構成図である。

【図6】実施例に係る無線装置の第4例の概略構成図である。

【図7】実施例に係る無線装置の第5例の概略構成図である。

10

【図8】適応LMSによる歪み補償処理の説明図である。

【図9】1/8シンボルだけ遅延させる場合のタップ係数の説明図である。

【図10】5/8シンボルだけ遅延させる場合のタップ係数の説明図である。

【図11】同相信号成分及び直交信号成分のサンプリングタイミングの時間差の誤差による同相信号及び直交信号の少なくともいずれかに生じる誤差の説明図である。

【図12】直交誤差補正部及び遅延量変更部の動作の説明図である。

【図13】実施例に係る同相信号及び直交信号の誤差の低減処理の説明図である。

【図14】実施例に係る無線装置の第6例の概略構成図である。

【図15】(A)及び(B)はクロック発生部の構成例を示す図である。

【図16】クロストークノイズが重畳されたクロック信号の説明図(その2)である。

20

【図17】クロストークノイズが重畳されたクロック信号の説明図(その3)である。

【図18】実施例に係る無線装置の第7例の概略構成図である。

【図19】実施例に係る無線装置の第8例の概略構成図である。

【図20】実施例に係る無線装置の第9例の概略構成図である。

【発明を実施するための形態】

【0012】

アナログ直交復調回路を使用して直交変調信号を復調すると、復調により得られる同相信号及び直交信号に直交誤差や、同相信号及び直交信号との間の遅延量の誤差を生じることがある。これは、アナログ直交復調回路が線形性に乏しい部品を使用しているからである。直交誤差及び遅延量の誤差は、同相信号及び直交信号にイメージ成分を発生させる。図1は、同相信号及び直交信号に発生するイメージ成分の説明図である。イメージ成分とは、キャリア周波数 f_c を中心にして送信信号の周波数 $(-f)$ と対称関係にある周波数 $(+f)$ に発生する不要波である。このような不要波は同相信号及び直交信号を劣化させる原因となる。

30

【0013】

直交変調信号をデジタル信号に変換し、このデジタル信号にデジタル直交復調処理を施す上述の復調方法によれば、アナログ直交復調回路を使用しなくて済むため、同相信号及び直交信号に直交誤差や遅延量の誤差を生じにくくなることが期待できる。しかしながら、上述の復調方法を使用した場合においても、復調により得られる同相信号及び直交信号にイメージ成分が発生することがあり、このイメージ成分により同相信号及び直交信号が劣化することがあった。これは次の理由による。

40

【0014】

直交変調信号をサンプリングするA/D変換器(アナログデジタル変換器)のサンプリング周波数が f であり、サンプリングタイミングを規定するためにA/D変換器に周波数 f のクロック信号が入力される場合を想定する。このクロック信号に、 $f/2$ の周波数のクロック信号がクロストークノイズとして重畳されることがある。 $f/2$ の周波数のクロック信号の発生源は、例えば、直交変調回路に使用するD/A変換器(デジタルアナログ変換器)へ供給されるクロック信号でよい。また $f/2$ の周波数のクロック信号の発生源は、例えば、送信信号及び受信信号の少なくともいずれかを処理するデジタル回路へ供給されるクロック信号でもよい。

50

【0015】

図2の(A)はクロック信号の波形の説明図である。クロック信号の立ち上がりエッジ及び立ち下がりエッジの波形はある程度傾きを有する。A/D変換器は、立ち上がりエッジにおいてクロック信号の強度がある閾値VTを超えるタイミングで、入力信号をサンプリングする。このため、クロック信号の振幅が変化すると、クロック信号の強度が閾値VTを超えるタイミングすなわちサンプリングタイミングも変化する。

【0016】

図2の(B)は、クロストークノイズが重畳されたクロック信号の説明図である。振幅の変動によるサンプリングタイミングの変化をわかりやすく図示するため、図2の(B)では、正弦波によってクロック信号の波形を模倣している。図2の(A)に図示する波形においても、クロストークノイズが重畳されると同様の現象が発生する。

10

【0017】

図2の(B)に示す点線は、正弦波によって模擬的に表された元のクロック信号を示す。実線は、クロストークノイズが重畳された後のクロック信号を示す。重畳されるクロストークノイズは、元のクロック信号の周波数 f の $1/2$ の周波数($f/2$)を持つ、同じく正弦波によって模擬的に表されたクロック信号である。

【0018】

上記のクロストークノイズが重畳されたクロック信号には、振幅が大きい周期と振幅と小さい周期とが交互に現れる。このため、クロストークノイズが重畳されたクロック信号において立ち上がりエッジの強度が閾値VTを超えるタイミングでサンプリングすると、長いサンプリング間隔と短いサンプリング間隔とが交互に現れる。

20

【0019】

A/D変換器は、直交変調信号から同相信号成分と直交信号成分を交互にサンプリングする。すなわち、A/D変換器が、連続するタイミング t_1 、 t_2 、 t_3 、 t_4 、 $\dots$ 、 t_{2n-1} 、 t_{2n} にて直交変調信号をサンプリングしたとすると、タイミング t_1 、 t_3 、 $\dots$ 、 t_{2n-1} にて同相信号成分及び直交信号成分のいずれか一方がサンプリングされる。また、同相信号成分及び直交信号成分の残りの他方は、サンプリングタイミング t_2 、 t_4 、 $\dots$ 、 t_{2n} にてサンプリングされる。

【0020】

したがって、短いサンプリング間隔と長いサンプリング間隔とが交互に現れると、同相信号成分及び直交信号成分のいずれか一方が早すぎるタイミングでサンプリングされる現象、及びこれらの成分の残りの他方が遅すぎるタイミングでサンプリングされる現象の少なくともいずれかが生じる。すなわち、同相信号成分がサンプリングされるタイミングと直交信号成分がサンプリングされるタイミングとの間の時間差に、サンプリング間隔の長短の差に応じた誤差が生じる。

30

【0021】

このように、A/D変換器に入力される周波数 f のクロック信号へ $f/2$ のクロック信号のクロストークノイズが重畳されると、同相信号成分がサンプリングされるタイミングと直交信号成分がサンプリングされるタイミングとの間の時間差に誤差が生じる。この誤差が、同相信号及び直交信号にイメージ成分を発生させ、同相信号及び直交信号を劣化させる原因となる。

40

【0022】

そこで以下の実施例は、このようなサンプリングタイミング間の時間差の誤差を検出する。以下、添付する図面を参照して実施例について説明する。図3は実施例としての無線装置の第1例の概略構成図である。参照符号1は無線装置を示し、参照符号11はA/D変換器を示し、参照符号12はデジタル直交復調部を示し、参照符号13は誤差検出部を示す。図面では、デジタル直交復調部は「デジタルQDEM」と表記される。他の実施例を記載した図面においても同様である。

【0023】

無線装置1は、A/D変換器11と、デジタル直交復調部12と、誤差検出部13を備

50

える。A/D変換器11は、供給されるクロック信号により定まるクロックタイミングにおいて、アナログ形式の直交変調信号から同相信号成分及び直交信号成分をサンプリングする。このときA/D変換器11は、同相信号成分と直交信号成分を交互にサンプリングする。すなわち連続する2回のサンプリングタイミングにおいてA/D変換器11によりサンプリングされた信号成分の一方は同相信号成分であり、他方は直交信号成分となる。

【0024】

デジタル直交復調部12は、A/D変換器から出力信号として出力される同相信号成分及び直交信号成分にデジタル直交復調処理を施し、同相信号及び直交信号を出力する。誤差検出部13は、デジタル直交復調部12から出力される同相信号及び直交信号に基づいて、同相信号成分のサンプリングタイミング及び直交信号成分のサンプリングタイミング間の時間差の誤差を検出する。

10

【0025】

本実施例によれば、同相信号成分と直交信号成分との間のサンプリングタイミング間の時間差の誤差を検出することが可能となる。これによって、この時間差の誤差によって生じる同相信号及び直交信号の誤差の発生を検出することができる。したがって、例えば、同相信号及び直交信号の誤差を補償する際に、誤差検出部13により検出される時間差の誤差を指標値として用いることが可能となる。

【0026】

次に、実施例に係る無線装置の第2例を説明する。第2例の無線装置は、サンプリングタイミング間の時間差の誤差により生じる同相信号及び直交信号の誤差を低減する。図4は、実施例に係る無線装置の第2例の概略構成図である。参照符号14は誤差低減部を示す。無線装置1は、図3を参照して説明した各構成要素に加えて誤差低減部14を備える。誤差低減部14は、誤差検出部13により検出される時間差の誤差に基づいて、時間差の誤差により生じる同相信号及び前記直交信号の誤差を低減する。

20

【0027】

本実施例によれば、同相信号成分と直交信号成分との間のサンプリングタイミング間の時間差の誤差を低減することが可能となる。これによって、同相信号及び直交信号の品質が向上される。

【0028】

誤差低減部14は、例えば、デジタル直交復調部12から出力される同相信号及び直交信号を補正することによって、同相信号及び前記直交信号の誤差を低減してもよい。このため無線装置1は、誤差低減部14として、例えば後述するように、同相信号及び直交信号の少なくともいずれかの遅延量を変更する遅延量変更部、及び同相信号と直交信号との間の直交誤差を補償する直交誤差補正部の少なくともいずれかを備えてよい。

30

【0029】

また、誤差低減部14は、同相信号成分のサンプリングタイミング及び直交信号成分のサンプリングタイミング間の時間差の誤差を低減することによって、同相信号及び前記直交信号の誤差を低減してもよい。図5は、実施例に係る無線装置の第3例の概略構成図である。参照符号15は時間差誤差低減部を示す。

【0030】

誤差低減部14は、時間差誤差低減部15を備える。時間差誤差低減部15は、A/D変換器11における同相信号成分のサンプリングタイミング及び直交信号成分のサンプリングタイミング間の時間差の誤差を低減する。本実施例のように、サンプリングタイミング及び直交信号成分のサンプリングタイミング間の時間差の誤差を低減することによって、同相信号及び直交信号の品質を向上することができる。

40

【0031】

上記の第1例から第3例の構成は、直交変調信号を復調する復調器に広く適用可能である。一方で、例えば、送信信号を直交変調した変調信号のフィードバック信号に基づいて、送信される変調信号に生じた非線形歪を補償するプリディストータに、上記の第1例から第3例の構成を使用してもよい。

50

【0032】

図6は、実施例に係る無線装置の第4例の概略構成図である。無線装置1は、図4に示す第2例の構成により誤差が低減された同相信号及び直交信号をフィードバック信号として用い、フィードバック信号に基づいて非線形歪を補償するプリディストータを備える。なお、無線装置1は、第2例の構成に代えて、図5に示す第3例の構成により誤差が低減された同相信号及び直交信号をフィードバック信号として用いてもよい。

【0033】

参照符号20はD/A変換器を示し、参照符号21は直交変調器を示し、参照符号22は増幅器を示し、参照符号23は周波数変換器を示す。参照符号30は歪補償係数生成部を示し、参照符号31は乗算器を示し、参照符号32は減算器を示し、参照符号33は歪補償係数演算部を示す。図面では、直交変調器は「QMOD」と表記される。他の実施例を記載した図面においても同様である。また、図4に記載した構成要素と同一の構成要素には、図4で使用した参照符号と同じ参照符号を付する。

10

【0034】

無線装置1は、図4に記載した構成要素に加えて、D/A変換器20と、直交変調器21と、増幅器22と、周波数変換器23を備える。D/A変換器20は、デジタル形式の送信信号をアナログ形式に変換する。直交変調器21は、アナログ形式の送信信号を直交変調することによって直交変調信号を生成する。増幅器22は直交変調信号を増幅する。増幅器22により増幅された直交変調信号は分岐されその一方がアンテナから送信される。

20

【0035】

分岐された直交変調信号の他方は周波数変換器23へ入力され、周波数変換器23は、直交変調信号を中間周波数信号へ変換する。A/D変換器11には、直交変調信号として中間周波数信号が入力され、A/D変換器11は、同相信号成分及び直交信号成分を中間周波数信号からサンプリングする。

【0036】

また無線装置1は、歪補償係数生成部30と、乗算器31と、減算器32と、歪補償係数演算部33を備える。これら歪補償係数生成部30、乗算器31、減算器32、歪補償係数演算部33によってプリディストータが実現される。

【0037】

歪補償係数生成部30は、送信信号の電力に応じた複数の歪補償係数を記憶する。歪補償係数生成部30は、送信信号を入力し、送信信号の電力に応じた歪補償係数を乗算器31に出力する。乗算器31は、受信した歪補償係数を送信信号に乗算することにより歪補償処理を施す。

30

【0038】

減算器32は、誤差低減部14により誤差が低減された同相信号及び直交信号をフィードバック信号として入力し、送信信号を参照信号として入力する。減算器32は、フィードバック信号と送信信号との間の差信号を演算し、歪補償係数演算部33へ出力する。

【0039】

歪補償係数演算部33は、適応アルゴリズムによって、受信される差信号が小さくなるように歪補償係数を演算する。歪補償係数演算部33は、歪補償係数生成部30に記憶される歪補償係数を、演算により求めた歪補償係数で置き換えることによって、歪補償係数生成部30に記憶される歪補償係数の内容を更新する。後述において、歪補償係数生成部30に記憶される歪補償係数の更新処理を更に説明する。

40

【0040】

なお、歪補償係数生成部30は、特許請求の範囲に記載される歪補償係数記憶部の一例として挙げられる。また、歪補償係数生成部30及び乗算器31は、特許請求の範囲に記載される歪補償部の一例として挙げられる。また、減算器32及び歪補償係数演算部33は、特許請求の範囲に記載される歪補償係数演算部の一例として挙げられる。

【0041】

50

本実施例によれば、フィードバック信号として歪補償係数の生成に使用される同相信号及び直交信号の品質が向上するため、プリディストータの歪補償性能が向上する。

【0042】

図7は、実施例に係る無線装置の第5例の概略構成図である。参照符号2は送信信号発生部を示し、参照符号24は方向性結合器を示し、参照符号25はクロック発生部を示す。参照符号40は直交誤差補正部を示し、参照符号41はレート変更部を示し、参照符号42は遅延量変更部を示し、参照符号43はフィルタを示す。参照符号44は周波数特性解析部を示し、参照符号45はイメージ成分測定部を示し、参照符号46は制御信号生成部を示す。

【0043】

図7の概略構成図では、図6に記載される構成に加えて、無線装置1が、送信信号を発生させる送信信号発生部2と、方向性結合器24と、クロック発生部25を備えることが明示されている。方向性結合器24は、増幅器22により増幅された直交変調信号を分岐し、分岐された直交変調信号の一方をアンテナに出力する。方向性結合器24は、分岐された直交変調信号の他方を周波数変換器23に出力する。

【0044】

クロック発生部25は、サンプリングタイミングを定めるクロック信号を、A/D変換器11とD/A変換器20へ供給する。A/D変換器11へ供給されるクロック信号を「CLK1」と記し、D/A変換器20へ供給されるクロック信号を「CLK2」と記す。A/D変換器11のサンプリング周波数は、例えば、プレディストータによる歪補償を行う周波数帯域の拡大のため、D/A変換器20のサンプリング周波数の2倍に設定されていてよい。いま、A/D変換器11へ供給されるクロック信号CLK1の周波数を「f」とする。すなわちA/D変換器11のサンプリング周波数はfである。

【0045】

無線装置1は、直交誤差補正部40、レート変更部41、遅延量変更部42及びフィルタ43を備える。直交誤差補正部40は、制御信号生成部46から出力される制御信号に従って、デジタル直交復調部12から出力される同相信号と直交信号との間の直交誤差を補正する。レート変更部41は、直交誤差補正部40により補正された同相信号及び直交信号のサンプルを1個おきに間引くことにより、同相信号及び直交信号のサンプリング周波数を「f」から「f/2」に変更する。

【0046】

遅延量変更部42は、制御信号生成部46から出力される制御信号に従って、同相信号及び直交信号の少なくともいずれかの遅延量を変更する。フィルタ43は、同相信号と直交信号との間において遅延量を相対的に「1/f」だけずらすことにより、同相信号と直交信号の位相を同期させる。直交誤差補正部40、レート変更部41、遅延量変更部42及びフィルタ43の動作については後により詳しく説明する。

【0047】

また、無線装置1は、周波数特性解析部44、イメージ成分測定部45及び制御信号生成部46を備える。周波数特性解析部44は、フィルタ43から出力される同相信号及び直交信号の少なくともいずれかの周波数特性を解析し、同相信号及び直交信号の少なくともいずれかの各周波数帯域毎の信号強度を測定する。周波数特性解析部44は、例えばFFTによって同相信号及び直交信号の少なくともいずれかの各周波数帯域毎の信号強度を測定してよい。

【0048】

イメージ成分測定部45は、周波数特性解析部44の解析結果に応じて、同相信号及び直交信号の少なくともいずれかの既知の周波数帯域に現れるイメージ成分の信号強度を測定する。制御信号生成部46は、イメージ成分測定部45により測定されるイメージ成分の信号強度が所定の許容範囲に収まるように、遅延量変更部42による遅延量の変更量及び直交誤差補正部40による補正量の少なくともいずれかを調整し、イメージ成分の信号強度を低減する。

【0049】

上述のとおり、A/D変換器11による同相信号成分及び直交信号成分のサンプリングタイミングの間の時間差の誤差に応じて、同相信号及び直交信号の少なくともいずれかにイメージ成分が生じる。したがって、例えば周波数特性解析部44及びイメージ成分測定部45は、同相信号成分及び直交信号成分のサンプリングタイミングの間の時間差の誤差を検出する誤差検出部13の一例として挙げられる。また、例えば直交誤差補正部40、遅延量変更部42及び制御信号生成部46は、上記の時間差の誤差を低減する誤差低減部14の一例として挙げられる。

【0050】

次に、歪補償係数生成部30、乗算器31、減算器32及び歪補償係数演算部33による歪み補償処理を説明する。図8は歪み補償処理の説明図である。歪補償係数生成部30、乗算器31、減算器32及び歪補償係数演算部33は、例えば適応LMSによる歪み補償処理を実施する。

10

【0051】

乗算器31は送信信号 $x(t)$ に歪補償係数 $h_{n-1}(p)$ を乗算する。参照符号51は、送信信号の電力 p に応じた歪関数 $f(p)$ を有する送信電力増幅器であり、図7における増幅器22に対応する。参照符号52は、送信電力増幅器51からの出力信号を帰還してこの帰還信号を復調する帰還系を示す。帰還系52により復調された帰還復調信号を $y(t)$ と記す。

【0052】

20

歪補償係数生成部30は、電力演算部61と、歪補償係数記憶部62を備える。電力演算部61は、送信信号 $x(t)$ の電力 $p(=x(t)^2)$ を演算する。歪補償係数記憶部62は送信信号 $x(t)$ の各電力 p に応じた歪補償係数を記憶する。歪補償係数記憶部62は、送信信号 $x(t)$ の電力 p に応じた歪補償係数 $h_{n-1}(p)$ を出力する。また、歪補償係数記憶部62は、LMSアルゴリズムにより求まる歪補償係数 $h_n(p)$ によって、歪補償係数 $h_{n-1}(p)$ を更新する。

【0053】

歪補償係数演算部33は、共役複素信号生成部63と、乗算器64、65及び66、加算器67を備える。乗算器64は、送信信号 $x(t)$ と帰還復調信号 $y(t)$ の差 $e(t)$ と、 $u^*(t)$ の乗算を行う。信号 $u^*(t)$ は、帰還復調信号 $y(t)$ の共役複素信号 $y^*(t)$ と歪補償係数 $h_{n-1}(p)$ の積である。

30

【0054】

乗算器65は、歪補償係数 $h_{n-1}(p)$ と $y^*(t)$ の乗算を行い信号 $u^*(t)$ を出力する。乗算器66は、 $e(t)$ と $u^*(t)$ の積に、ステップサイズパラメータ μ を乗算する。加算器67は、歪補償係数 $h_{n-1}(p)$ と $\mu \times e(t) \times u^*(t)$ とを加算する。

【0055】

上記構成により、以下に示す演算が行われる。

$$h_n(p) = h_{n-1}(p) + \mu \times e(t) \times u^*(t)$$

$$e(t) = x(t) - y(t)$$

$$y(t) = h_{n-1}(p) \times x(t) \times f(p)$$

$$u(t) = x(t) \times f(p) = h_{n-1}(p)^* \times y(t)$$

$$p = |x(t)|^2$$

40

【0056】

上記演算処理を行うことにより、送信信号 $x(t)$ と帰還復調信号 $y(t)$ の差信号 $e(t)$ が最小となるように歪補償係数 $h(p)$ が更新され、最終的に最適の歪補償係数値に収束し、送信電力増幅器の歪が補償される。

【0057】

次に、フィルタ43による同相信号及び直交信号の少なくともいずれかの遅延量の調整処理を説明する。同相信号及び直交信号の少なくともいずれかの遅延量を変更するフィル

50

タ４３は、例えば、有限インパルス応答フィルタ（ＦＩＲフィルタ）によって実現することが可能である。タップ係数を適切に設定することによって、ＦＩＲフィルタは、入力信号を所望の時間だけ遅延させて出力することができる。例えば、図９のＦＩＲフィルタのインパルス応答特性における８つの点で示されるようなポイントの値をタップ係数に採用することで、１／８シンボルだけ入力信号を遅延させることが可能になる。また、図９に示されるような８つのポイントの値をタップ係数に採用することで、５／８シンボルだけ入力信号を遅延させることが可能になる。このような処理は、フィルタ４３は、ＦＩＲフィルタに限らず、無限インパルス応答ＩＩＲフィルタなどの他のデジタルフィルタによって構成してもよい。

【００５８】

10

図７を参照する。Ａ／Ｄ変換器１１へ供給されるクロック信号ＣＬＫ１は、クロストークによって、Ｄ／Ａ変換器２０へ供給されるクロック信号ＣＬＫ２が重畳されることがある。クロック信号ＣＬＫ２の周波数は、ＣＬＫ１の周波数 f の１／２の周波数である。このため、クロック信号ＣＬＫ１にクロック信号ＣＬＫ２が重畳されると、図２の（Ｂ）に示すとおり、Ａ／Ｄ変換器１１のサンプリング間隔には、長い間隔と短い間隔とが交互に現れる。すなわち、同相信号成分のサンプリングタイミングと、直交信号成分のサンプリングタイミングとの間の時間差に誤差が生じる。

【００５９】

なお、Ａ／Ｄ変換器１１へ供給されるクロック信号ＣＬＫ１へ対する周波数 $f/2$ の周波数成分のクロストークは、無線装置１のその他のデジタル回路、例えば送信信号発生部２へ供給されるクロック信号から生じることがある。したがって、クロストークによりクロック信号ＣＬＫ１へ重畳される周波数 $f/2$ の周波数成分の発生源は、クロック信号ＣＬＫ２に限定されない。

20

【００６０】

すなわち、クロック信号ＣＬＫ２の周波数が、クロック信号ＣＬＫ１の周波数の１／２でない場合であっても、クロック信号ＣＬＫ２以外のクロック信号によって、クロック信号ＣＬＫ１へ対する周波数 $f/2$ の周波数成分のクロストークが生じることがある。またクロック信号ＣＬＫ２からクロック信号ＣＬＫ１へのクロストークが全く発生しない場合であっても、クロック信号ＣＬＫ２以外のクロック信号によって、クロック信号ＣＬＫ１へ対する周波数 $f/2$ の周波数成分のクロストークが生じることがある。

30

【００６１】

図１１は、同相信号成分及び直交信号成分のサンプリングタイミングの時間差の誤差による同相信号及び直交信号の少なくともいずれかに生じる誤差の説明図である。Ａ／Ｄ変換器１１のサンプリング周期（１／ f ）を T_s と記す。参照符号７１及び７２は、デジタル直交復調部１２において、Ａ／Ｄ変換器１１の出力信号にそれぞれ $\cos(2\pi(1/4T_s)t)$ 、 $\sin(2\pi(1/4T_s)t)$ を乗算する乗算器である。

【００６２】

図７のレート変更部４１は、デジタル直交復調部１２により復調された同相信号を１個おきに間引くレート変更部４１－１と、デジタル直交復調部１２により復調された直交信号を１個おきに間引くレート変更部４１－２を備える。実際には、Ａ／Ｄ変換器１１から出力されるサンプル列の偶数番目のサンプルを同相信号及び直交信号の一方として取得し、奇数番目のサンプルを同相信号及び直交信号の他方として取得することにより、デジタル直交復調部１２とレート変更部４１の処理を実現してよい。また、図７のフィルタ４３は、同相信号の遅延量を調整するフィルタ４３－１と、直交信号の遅延量を調整するフィルタ４３－２とを備える。

40

【００６３】

図１１中の部分Ａ～部分Ｇの信号をそれぞれ信号Ａ～信号Ｇと記す。信号Ａは、Ａ／Ｄ変換器１１により、サンプリング周期 T_s で直交変調信号をサンプリングした信号である。クロック信号ＣＬＫ１に周波数（ $f/2$ ）の周波数成分が重畳していない場合には、信号Ａを下記の通り記すことができる。

50

【0064】

信号A = $I(t) \cos(2\pi(1/4Ts)t) + Q(t) \sin(2\pi(1/4Ts)t) \dots (1)$

【0065】

信号Bは、デジタル直交復調部12の乗算器71から出力される、 $\cos(2\pi(1/4Ts)t)$ と信号Aとの積である。いまA/D変換器11が、サンプリングタイミング $t = 2n \times Ts$ において同相信号成分をサンプリングし、サンプリングタイミング $t = (2n+1) \times Ts$ において直交信号成分をサンプリングする場合を想定する。 n は整数である。信号Bは、同相信号のサンプル列 $I(0)$ 、 0 、 $I(2Ts)$ 、 0 、 $I(4Ts)$ …となる。

10

【0066】

信号Cは、デジタル直交復調部12の乗算器71から出力される、 $\sin(2\pi(1/4Ts)t)$ と信号Aとの積である。信号Cは、直交信号のサンプル列 0 、 $Q(Ts)$ 、 0 、 $Q(3Ts)$ …となる。

【0067】

信号Dは、サンプル列 $I(0)$ 、 0 、 $I(2Ts)$ 、 0 、 $I(4Ts)$ …のうち、値「0」のサンプルがレート変更部41-1によって間引きされ、サンプリング周波数が $(f/2)$ に変更された同相信号のサンプル列 $I(2n \times Ts)$ である。信号Eは、サンプル列 0 、 $Q(Ts)$ 、 0 、 $Q(3Ts)$ …のうち、値「0」のサンプルがレート変更部41-2によって間引きされ、サンプリング周波数が $(f/2)$ に変更された直交信号のサンプル列 $Q((2n+1) \times Ts)$ である。

20

【0068】

信号F及びGは、フィルタ43-1及び43-2によって信号D及びEの遅延量をそれぞれ調整し、信号DとEとの間において遅延量を相対的に「 $1/f$ 」だけずらすことにより、位相が合致された同相信号と直交信号である。例えば、フィルタ43-1が同相信号 $I(2n \times Ts)$ を「 $1/f$ 」だけ遅延させることにより、直交信号 $Q((2n+1) \times Ts)$ の位相と合わせる場合には、信号F及びGは、それぞれ $I((2n+1) \times Ts)$ 及び $Q((2n+1) \times Ts)$ となる。また例えば、フィルタ43-2が直交信号 $Q((2n+1) \times Ts)$ を「 $1/f$ 」だけ早めることにより、同相信号 $I(2n \times Ts)$ の位相と合わせる場合には、信号F及びGは、それぞれ $I(2n \times Ts)$ 及び $Q(2n \times Ts)$ となる。

30

【0069】

次に、クロック信号CLK1に周波数 $(f/2)$ の周波数成分が重畳し、A/D変換器11による同相信号成分及び直交信号成分のサンプリングタイミングの時間差に誤差が生じた場合を説明する。いま、サンプリングタイミングの時間差の誤差により、直交信号成分をサンプリングするタイミング $t = (2n+1) \times Ts$ が誤差 ΔT だけずれた場合を想定する。

【0070】

サンプリングタイミング $t = 2n \times Ts$ においてA/D変換器11によりサンプリングされたサンプル(信号A)は上式(1)と同様である。一方で、サンプリングタイミング $t = (2n+1) \times Ts$ においてサンプリングされたサンプル(信号A)は次式(2)の通りとなる。

40

【0071】

信号A = $I(t + \Delta T) \cos(2\pi(1/4Ts) \times (t + \Delta T)) + Q(t + \Delta T) \sin(2\pi(1/4Ts) \times (t + \Delta T)) \dots (2)$

【0072】

次に、式(2)の信号Aと $\sin(2\pi(1/4Ts)t)$ との積である信号Cを算出する。乗算器72は、時刻 $t = 2n \times Ts$ において「0」($= \sin(n \times \pi)$)を信号Aに乗算し、時刻 $t = (2n+1) \times Ts$ において「 ± 1 」($= \sin(n\pi + \pi/2)$)を信号Aに乗算する。このように構成することによって、デジタル直交復調部12の構

50

成が簡易になる。

【0073】

このため乗算器72は、時刻 $t = 2n \times Ts$ にサンプリングされることが予定されていたが実際には $t = 2n \times Ts + \Delta T$ にサンプリングされたサンプル（信号A）にも、「0」（ $= \sin(n \times \pi)$ ）を乗算する。時刻 $t = (2n + 1) \times Ts$ にサンプリングされることが予定されていたが実際には時刻 $t = (2n + 1) \times Ts + \Delta T$ にサンプリングされた信号Aにも「 ± 1 」（ $= \sin(n\pi + \pi/2)$ ）を乗算する。

【0074】

したがって、 n が偶数であるときのサンプリングタイミング（ $n \times Ts + \Delta T$ ）にてサンプリングされたサンプルが入力された場合、乗算器72の出力信号Cは「0」となる。また、 n が奇数であるときのサンプリングタイミング（ $n \times Ts + \Delta T$ ）にてサンプリングされたサンプルが入力された場合、乗算器72の出力信号Cは、次式（3）のように表すことができる。

【0075】

信号 $C = I(n \times Ts + \Delta T) \cos(2\pi(1/4Ts) \times (n \times Ts + \Delta T)) + Q(n \times Ts + \Delta T) \sin(2\pi(1/4Ts) \times (n \times Ts + \Delta T)) \dots (3)$

【0076】

上式（3）を変形することにより、次式（4）が得られる。

【0077】

信号 $C = -I(n \times Ts + \Delta T) \sin((\pi/2Ts) \times \Delta T) + Q(n \times Ts + \Delta T) \cos((\pi/2Ts) \times \Delta T) \dots (4)$

【0078】

式（4）の信号Cを1個ずつ間引くことにより、式（5）の信号Eが得られる。

【0079】

信号 $E = -I((2n + 1) \times Ts + \Delta T) \sin((\pi/2Ts) \times \Delta T) + Q((2n + 1) \times Ts + \Delta T) \cos((\pi/2Ts) \times \Delta T) \dots (5)$

【0080】

このように直交信号成分のサンプリングタイミングの誤差 ΔT によって、直交信号Eには、本来の直交信号成分 $Q((2n + 1) \times Ts)$ が $Q((2n + 1) \times Ts + \Delta T)$ へと変動する遅延量の誤差が生じる。また誤差 ΔT によって、直交信号Eには、項「 $-I((2n + 1) \times Ts + \Delta T) \sin((\pi/2Ts) \times \Delta T)$ 」及び項「 $\cos((\pi/2Ts) \times \Delta T)$ 」による直交誤差が生じる。

【0081】

図12は、直交誤差補正部40と遅延量変更部42の動作の説明図である。構成要素73及び77は、遅延量変更部42による処理遅延を補償する遅延素子である。遅延量変更部42は、直交信号成分 $Q((2n + 1) \times Ts + \Delta T)$ に生じた遅延誤差に応じて、同相信号の遅延量を調節することによって、同相信号に対する相対的な直交信号の遅延量の誤差を解消する。遅延量変更部42は、フィルタ43と同様のデジタルフィルタによって実現されてよい。

【0082】

例えば、遅延量変更部42は、同相信号の位相を（ $Ts + \Delta T$ ）だけ進めることにより、フィルタ43へ出力する同相信号を $I((2n + 1) \times Ts + \Delta T)$ にする。これによって同相信号の位相は、43へ入力される直交信号成分を $Q((2n + 1) \times Ts + \Delta T)$ の位相と等しくなる。

【0083】

直交誤差補正部40は、乗算器74及び76と加算器75と、遅延素子73を備える。乗算器76は、直交誤差項の一方である「 $\cos((\pi/2Ts) \times \Delta T)$ 」の逆数を直交信号に乘じることによって、直交信号に生じた誤差を低減する。乗算器74は、遅延量変更部42から出力される同相信号 $I((2n + 1) \times Ts + \Delta T)$ に $\sin((\pi/2Ts) \times \Delta T)$ を乗算した結果を出力する。加算器75は、乗算器74の出力を直交信号

10

20

30

40

50

に加えることにより、直交誤差項の他方である「 $-I((2n+1) \times Ts + \Delta T) \sin((\pi/2 Ts) \times \Delta T)$ 」を消去又は低減する。

【0084】

遅延量変更部42において調節される遅延量、及び直交誤差補正部40における補正值を決定する調整パラメータ ΔT は、後述するように、制御信号生成部46から入力される制御信号によって与えられる。制御信号生成部46は、イメージ成分測定部45により測定されるイメージ成分の信号強度が所定の許容範囲に収まるように調整パラメータ ΔT を調整し、イメージ成分の信号強度を低減する。

【0085】

なお、本実施例では、遅延量変更部42は同相信号の遅延量を調整し、直交誤差補正部40は直交信号を補正することにより、サンプリングタイミングの誤差 ΔT により生じる同相信号及び直交信号の誤差を補正した。他の実施例では、遅延量変更部42は直交信号の遅延量を調整し、直交誤差補正部40は同相信号を補正することにより、サンプリングタイミングの誤差 ΔT により生じる同相信号及び直交信号の誤差を補正してもよい。または、遅延量変更部42は同相信号及び直交信号の両方の遅延量を調整し、直交誤差補正部40は同相信号及び直交信号の両方を補正してもよい。

【0086】

また、本実施例では、遅延量変更部42による遅延量の誤差の補正と、遅延量変更部42及び直交誤差補正部40による直交誤差の補正との両方を行った。他の実施例では、遅延量の誤差の補正だけを行ってもよく、又は直交誤差の補正の補正だけを行ってもよい。遅延量の誤差及び直交誤差のいずれか一方を補正するだけでも、同相信号及び直交信号の品質の向上を期待することができる。

【0087】

図13は、実施例に係る同相信号及び直交信号の誤差の低減処理の説明図である。なお、別な実施の態様においては、下記のオペレーションAA～オペレーションAFの各オペレーションはステップであってもよい。

【0088】

オペレーションAAにおいて周波数特性解析部44及びイメージ成分測定部45は、同相信号及び直交信号の少なくともいずれかに含まれるイメージ成分の強度を測定する。イメージ成分の強度が測定されることにより、同相信号成分のサンプリングタイミング及び直交信号成分のサンプリングタイミング間の時間差の誤差が測定される。オペレーションAAにて測定された測定量をM1とする。

【0089】

オペレーションABにおいて制御信号生成部46は、直交誤差補正部40及び遅延量変更部42へ与える調整パラメータ ΔT の値を変更する。オペレーションACにおいて周波数特性解析部44及びイメージ成分測定部45は、同相信号及び直交信号の少なくともいずれかに含まれるイメージ成分の強度を測定する。オペレーションACにて測定された新たな測定量をM2とする。

【0090】

オペレーションADにおいて制御信号生成部46は、新たな測定量M2が許容範囲内にあるか否かを判定する。新たな測定量M2が許容範囲内にあるとき（オペレーションAD：Y）、制御信号生成部46は、調整パラメータ ΔT の調整処理を終了し、調整済みの調整パラメータ ΔT を直交誤差補正部40及び遅延量変更部42へ与える。

【0091】

新たな測定量M2が許容範囲内から逸脱しているとき（オペレーションAD：N）、制御信号生成部46は処理をオペレーションAEへ進める。オペレーションAEにおいて制御信号生成部46は、新たな測定量M2が許容範囲から逸脱している乖離量が、測定量M1が許容範囲から逸脱している乖離量よりも大きいかな否かを判定する。

【0092】

新たな測定量M2の乖離量の方が、測定量M1の乖離量よりも大きいときは（オペレー

10

20

30

40

50

ションA E : Y)、制御信号生成部46は処理をオペレーションA Fへ進める。オペレーションA Fにおいて制御信号生成部46は、オペレーションA Bにて調整パラメータ ΔT を変更する方向を反対方向に変更する。その後処理はオペレーションA Aに戻る。新たな測定量M2の乖離量の方が、測定量M1の乖離量よりも大きくないときは(オペレーションA E : N)、処理はオペレーションA Aに戻る。

【0093】

なお、図13の実施例では、制御信号生成部46は、周波数特性解析部44及びイメージ成分測定部45の測定量が所定の許容範囲に収まるように、調整パラメータ ΔT の値を調整した。これに変えて、制御信号生成部46は、周波数特性解析部44及びイメージ成分測定部45の測定量が最小値となるように、調整パラメータ ΔT の値を調整してもよい。

10

【0094】

本実施例によって、歪補償係数の生成に使用される同相信号及び直交信号の品質が向上するため、プリディストータの歪補償性能が向上する。

【0095】

図14は、実施例に係る無線装置の第6例の概略構成図である。図7に記載した構成要素と同一の構成要素には、図7で使用した参照符号と同じ参照符号を付する。なお、本実施例では、レート変更部41は、デジタル直交復調器12から出力された同相信号及び直交信号のサンプルを1個おきに間引くことにより、同相信号及び直交信号のサンプリング周波数を「f」から「 $f/2$ 」に変更する。また、フィルタ43は、レート変更部41から出力された同相信号と直交信号との間において遅延量を相対的に「 $1/f$ 」だけずらすことにより、同相信号と直交信号の位相を同期させる。

20

【0096】

本実施例では、クロック発生部25は、制御信号生成部46により調整される調整パラメータ ΔT の値によって、クロック信号CLK1及びクロック信号CLK2の少なくともいずれかの初期位相を調整する。

【0097】

図15の(A)及び図15の(B)は、クロック発生部25の構成例を示す図である。クロック発生部25は、発信器80と、位相比較器81及び86と、低域通過フィルタ(LPF)82及び87と、電圧制御発信器83及び88と、分周器84及び89を備える。

30

【0098】

クロック発生部25は、位相比較器81と低域通過フィルタ82と電圧制御発信器83と分周器84により形成される第1のPLL回路によってクロック信号CLK1を生成する。またクロック発生部25は、位相比較器86と低域通過フィルタ87と電圧制御発信器88と分周器89により形成される第2のPLL回路によってクロック信号CLK2を生成する。

【0099】

図15の(A)のクロック発生部25は、クロック信号CLK1の初期位相値を調整する初期位相調整部85を備える。図15の(B)のクロック発生部25は、クロック信号CLK2の初期位相値を調整する初期位相調整部85を備える。またはクロック発生部25は、クロック信号CLK1及びCLK2の両方の初期位相値を調整できてもよい。

40

【0100】

クロック信号CLK1及びCLK2の少なくともいずれかの初期位相値を調整することにより、クロストークによりCLK1へCLK2が重畳したときに生じるサンプリング間隔の長短が無くなる、又は、サンプリング間隔の長短が減少する。これによって、同相信号成分及び直交信号成分がサンプリングされるタイミングの間の時間差の誤差が無くなり、又は減少するため、同相信号及び直交信号の品質が向上する。

【0101】

図16は、クロストークノイズが重畳されたクロック信号の説明図(その2)である。

50

図 2 と同様に正弦波によってクロック信号の波形を模倣している。3つの波形は、それぞれクロストークを受けるクロック信号の初期位相値をずらした場合に生じる波形をそれぞれ表している。クロック信号の初期位相値を変更することにより、振幅が大きな波形部分と振幅が小さな波形部分との間の相対的な位置関係、すなわち相対的な強度が変更される。

【0102】

図 16 の例では、一点鎖線のクロック信号の振幅が大きい波形部分の強度は、実線のクロック信号の振幅が大きい波形部分の強度よりも小さくなっている。一方で、一点鎖線のクロック信号の振幅が小さい波形部分の強度は、実線のクロック信号の振幅が小さい波形部分の強度よりも大きくなっている。このため、例えば、図示の閾値を信号値が超える時期をサンプリングタイミングとすると、実線のクロック信号により定まるサンプリングタイミングに比べて、一点鎖線のクロック信号により定まるサンプリングタイミングの方がサンプリング周期の長短の差が短い。

10

【0103】

図 17 は、クロストークノイズが重畳されたクロック信号の説明図（その 3）である。図 2 と同様に正弦波によってクロック信号の波形を模倣している。3つの波形は、それぞれクロストークにより重畳するクロック信号の初期位相値をずらした場合に生じる波形をそれぞれ表している。図 16 の場合と同様に、実線のクロック信号により定まるサンプリングタイミングに比べて、一点鎖線のクロック信号により定まるサンプリングタイミングの方がサンプリング周期の長短の差が短い。

20

【0104】

図 14 を参照する。制御信号生成部 46 は、図 7 の実施例において直交誤差補正部 40 及び遅延量変更部 42 に与える調整パラメータ ΔT を調整したのと同様に、クロック信号 CLK1 及びクロック信号 CLK2 の少なくともいずれかの初期位相を調整する調整パラメータ ΔT を調整する。制御信号生成部 46 が、調整パラメータ ΔT を調整することにより、同相信号成分及び直交信号成分がサンプリングされるタイミングの間の時間差の誤差が無くなるか、減少される。このため、制御信号生成部 46 及び初期位相調整部 85 は、上述の時間差誤差低減部 15 の一例として挙げられる。

【0105】

図 15 の (B) の本実施例では、クロック信号 CLK2 の初期位相を調整する。クロック信号 CLK1 への周波数 $f/2$ の周波数成分のクロストークが、他のクロック信号により生じる場合は、クロック信号 CLK2 に代えて、この他のクロック信号の初期位相を調整してもよい。

30

【0106】

本実施例によれば、サンプリングタイミング及び直交信号成分のサンプリングタイミング間の時間差の誤差を低減されるため、同相信号及び直交信号の品質を向上することができる。

【0107】

図 18 は、実施例に係る無線装置の第 7 例の概略構成図である。図 14 に記載した構成要素と同一の構成要素には、図 14 で使用した参照符号と同じ参照符号を付する。参照符号 47 は遅延器を示し、参照符号 48 は乗算器を示し、参照符号 49 は差動増幅器を示す。無線装置 1 は、遅延器 47 と、乗算器 48 と、差動増幅器 49 を示す。

40

【0108】

遅延器 47 は、制御信号生成部 46 により指示される調整パラメータの 1 つである遅延量 ΔD の分だけ、クロック信号 CLK2 を遅延させる。乗算器 48 は、遅延器 47 により遅延したクロック信号 CLK2 に、制御信号生成部 46 により指示される調整パラメータの 1 つである係数 A を乗じることにより、CLK2 のレベルを変更する。差動増幅器 49 は、遅延器 47 により遅延量が調整され、乗算器 48 によりレベルが調整されたクロック信号 CLK2 を、クロック信号 CLK1 から減算し、その結果得られる差信号を A/D 変換器 11 へ出力する。すなわち差動増幅器 49 は、クロック信号 CLK2 と逆位相の信号

50

をクロック信号CLK1へ加える。

【0109】

本実施例によれば、クロック信号CLK2と逆位相の信号がクロック信号CLK1に加えられるので、A/D変換器11へ供給されるクロック信号CLK1から、クロック信号CLK2によるクロストークの影響が消去又は低減される。

【0110】

制御信号生成部46は、図7の実施例において直交誤差補正部40及び遅延量変更部42に与える調整パラメータ ΔT を調整したのと同様に、遅延量 ΔD 及び係数Aを調整する。なお、クロック信号CLK1への周波数 $f/2$ の周波数成分のクロストークが、他のクロック信号により生じる場合は、クロック信号CLK2に代えて、この他のクロック信号と逆位相の信号をクロック信号CLK1に加えてもよい。

10

【0111】

図19は、実施例に係る無線装置の第8例の概略構成図である。図7に記載した構成要素と同一の構成要素には、図7で使用した参照符号と同じ参照符号を付する。無線装置1は、送信信号と、フィルタ43から出力されるフィードバック信号としての同相信号及び直交信号との差を誤差として測定する誤差測定部100を備える。

【0112】

上述のとおり、A/D変換器11による同相信号成分及び直交信号成分のサンプリングタイミングの間の時間差の誤差に応じて、同相信号及び直交信号の少なくともいずれかに生じる誤差が発生する。したがって誤差測定部100は、誤差検出部13の一例として挙げられる。

20

【0113】

制御信号生成部46は、誤差測定部100により測定される誤差が所定の許容範囲に収まるように、又は誤差が最小となるように、遅延量変更部42による遅延量の変更量及び直交誤差補正部40による補正量の少なくともいずれかを調整する。制御信号生成部46による、遅延量変更部42による遅延量の変更量及び直交誤差補正部40による補正量の調整処理は、図13を参照して説明したイメージ成分の信号強度に基づく調整処理と同様であってよい。

【0114】

本実施例によっても、歪補償係数の生成に使用される同相信号及び直交信号の品質が向上するため、プリディストータの歪補償性能が向上する。

30

【0115】

また、図14及び図18に示す実施例においても、周波数特性解析部44及びイメージ成分測定部45による誤差検出に代えて、誤差測定部100による誤差検出を用いてもよい。

【0116】

図20は、実施例に係る無線装置の第9例の概略構成図である。図7に記載した構成要素と同一の構成要素には、図7で使用した参照符号と同じ参照符号を付する。無線装置1は、送信信号と、フィルタ43から出力されるフィードバック信号としての同相信号及び直交信号との間の相関を測定する相関測定部101を備える。

40

【0117】

上述のとおり、A/D変換器11による同相信号成分及び直交信号成分のサンプリングタイミングの間の時間差の誤差に応じて、同相信号及び直交信号の少なくともいずれかに生じる誤差が発生する。このため時間差の誤差に応じて、送信信号とフィードバック信号との間の相関値も変化する。したがって相関測定部101は、誤差検出部13の一例として挙げられる。

【0118】

制御信号生成部46は、相関測定部101により測定される相関値が所定の許容範囲に収まるように、又は相関値が最大となるように、遅延量変更部42による遅延量の変更量及び直交誤差補正部40による補正量の少なくともいずれかを調整する。制御信号生成部

50

46による、遅延量変更部42による遅延量の変更量及び直交誤差補正部40による補正量の調整処理は、図13を参照して説明したイメージ成分の信号強度に基づく調整処理と同様であってよい。

【0119】

本実施例によっても、歪補償係数の生成に使用される同相信号及び直交信号の品質が向上するため、プリディストータの歪補償性能が向上する。

【0120】

以上の実施例を含む実施形態に関し、更に以下の付記を開示する。

【0121】

(付記1)

10

アナログ形式の直交変調信号から同相信号成分及び直交信号成分を交互にサンプリングするA/D変換器と、

前記A/D変換器の出力信号にデジタル直交復調処理を施し、同相信号及び直交信号を出力するデジタル直交復調部と、

前記デジタル直交復調部から出力される同相信号及び直交信号に基づいて、前記同相信号成分のサンプリングタイミング及び前記直交信号成分のサンプリングタイミング間の時間差の誤差を検出する誤差検出部と、

を備える無線装置。

【0122】

(付記2)

20

前記誤差検出部により検出される前記時間差の誤差に基づいて、前記時間差の誤差により生じる前記同相信号及び前記直交信号の誤差を低減する誤差低減部を備える付記1に記載の無線装置。

【0123】

(付記3)

送信信号を直交変調した変調信号を増幅する増幅器、

前記増幅器により増幅された変調信号から前記A/D変換器及び前記デジタル直交復調部によって復調された前記同相信号及び前記直交信号と、前記送信信号である参照信号と、の間の差が小さくなるように歪補償係数を演算する歪補償係数演算部、

演算された前記歪補償係数で記憶内容が更新される歪補償係数記憶部、

30

前記歪み補償係数に基づいて送信信号に歪補償を施す歪補償部をさらに備える付記1に記載の無線装置。

【0124】

(付記4)

前記誤差検出部により検出される前記時間差の誤差に基づいて、前記時間差の誤差により生じる前記同相信号及び前記直交信号の誤差を低減する誤差低減部を備える付記3に記載の無線装置。

【0125】

(付記5)

前記誤差低減部は、前記同相信号及び前記直交信号の少なくともいずれかの遅延量を変更する遅延量変更部を備える付記2又は4に記載の無線装置。

40

【0126】

(付記6)

前記誤差低減部は、前記同相信号と前記直交信号との間の直交誤差を補正する直交誤差補正部を備える付記2又は4に記載の無線装置。

【0127】

(付記7)

前記誤差低減部は、前記同相信号成分のサンプリングタイミング及び前記直交信号成分のサンプリングタイミング間の時間差の誤差を低減する時間差誤差低減部を備える付記2又は4に記載の無線装置。

50

【0128】

(付記8)

第1周波数の第1クロック信号を前記A/D変換器に供給する第1クロック発生器と、前記第1周波数の1/2の周波数の第2クロック信号を供給する第2クロック発生器と、を備え、

前記時間差誤差低減部は、前記第1クロック発生器が供給する前記第1クロック信号及び前記第2クロック発生器が供給する前記第2クロック信号の少なくともいずれかの位相を調整する位相調整部を備える付記7に記載の無線装置。

【0129】

(付記9)

第1周波数の第1クロック信号を前記A/D変換器に供給する第1クロック発生器と、前記第1周波数の1/2の周波数の第2クロック信号を供給する第2クロック発生器と、を備え、

前記時間差誤差低減部は、前記第2クロック信号と逆位相の信号を前記第1クロック信号に加える信号印加部を備える付記7に記載の無線装置。

【0130】

(付記10)

前記誤差検出部は、前記デジタル直交復調部から出力される前記同相信号及び前記直交信号に含まれる不要波成分を検出する周波数特性解析部を備える付記1～9のいずれか一項に記載の無線装置。

【0131】

(付記11)

前記誤差検出部は、前記同相信号及び前記直交信号と前記送信信号との間の誤差量又は相関量を検出する付記4に記載の無線装置。

【0132】

(付記12)

アナログ形式の直交変調信号からA/D変換器によって同相信号成分及び直交信号成分を交互にサンプリングし、

前記A/D変換器の出力信号にデジタル直交復調処理を施すことにより前記出力信号を同相信号及び直交信号へ変調し、

前記同相信号及び直交信号に基づいて、前記同相信号成分のサンプリングタイミング及び前記直交信号成分のサンプリングタイミング間の時間差の誤差を検出する、信号処理方法。

【0133】

(付記13)

検出された前記時間差の誤差に基づいて、前記時間差の誤差により生じる前記同相信号及び前記直交信号の誤差を低減する付記12に記載の信号処理方法。

【0134】

(付記14)

送信信号を直交変調した変調信号を増幅器により増幅し、

前記増幅器により増幅された変調信号から前記A/D変換器及び前記デジタル直交復調処理により復調された前記同相信号及び前記直交信号と、前記送信信号である参照信号と、の間の差が小さくなるように歪補償係数を演算し、

所定の記憶部に記憶される歪補償係数を演算された前記歪補償係数で更新し、

前記歪み補償係数に基づいて前記送信信号に歪補償を施す、付記12又は13に記載の信号処理方法。

【符号の説明】

【0135】

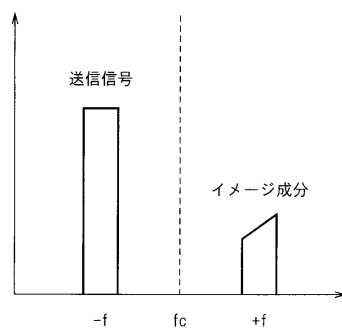
1 無線装置

11 A/D変換器

- 1 2 デジタル直交復調部
- 1 3 誤差検出部
- 1 4 誤差低減部
- 2 0 D/A変換器
- 2 1 直交変調器
- 2 2 増幅器
- 3 0 歪補償係数生成部
- 3 1 乗算器
- 3 2 減算器
- 3 3 歪補償係数演算部

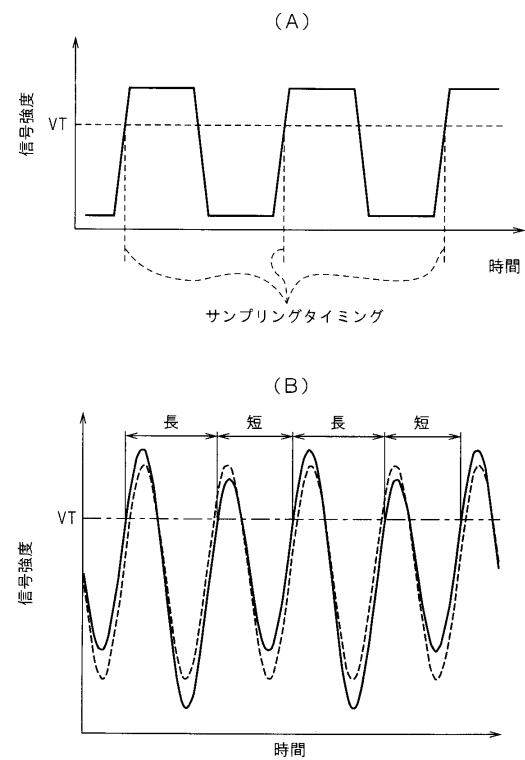
【図 1】

図1



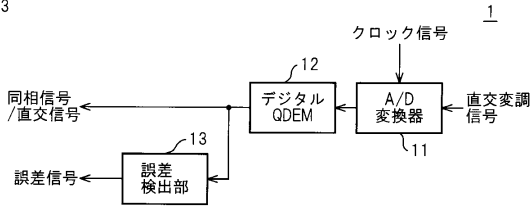
【図 2】

図2



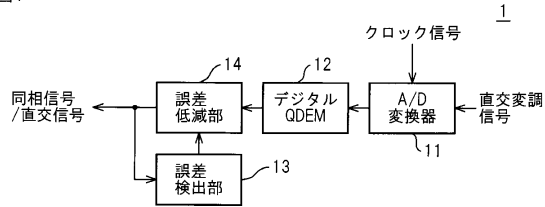
【図 3】

図3



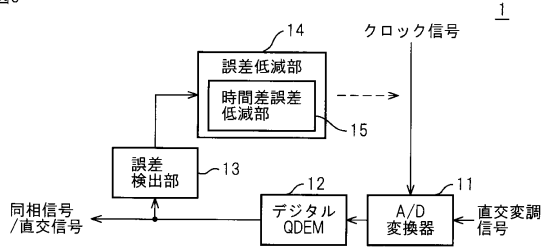
【図 4】

図4



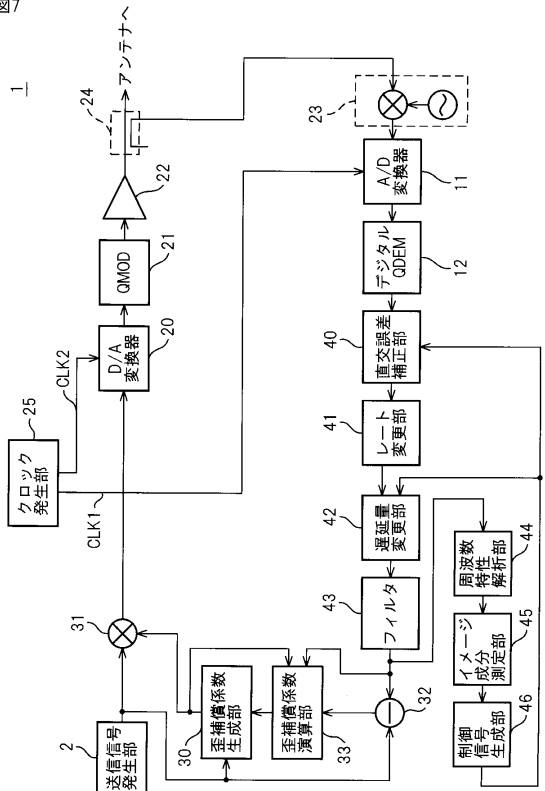
【図 5】

図5



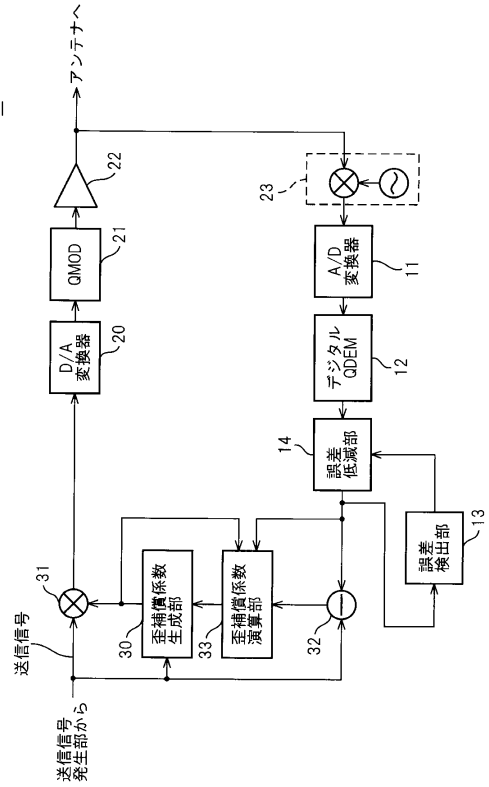
【図 7】

図7



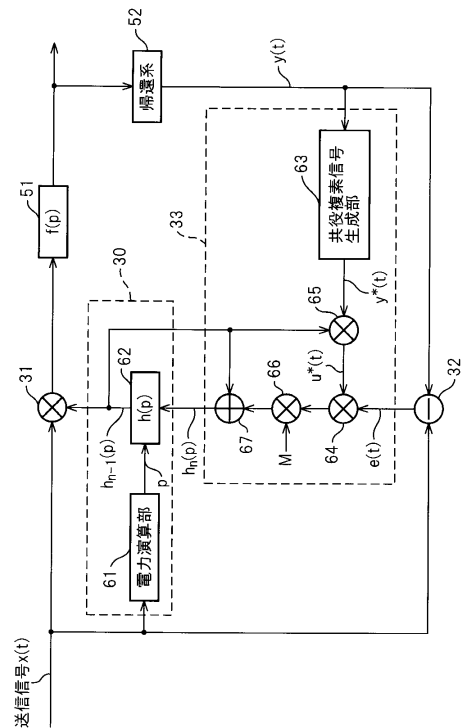
【図 6】

図6



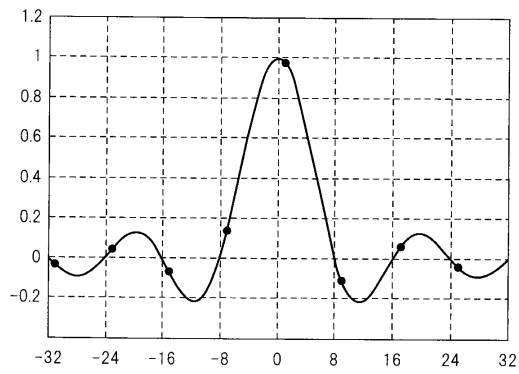
【図 8】

図8



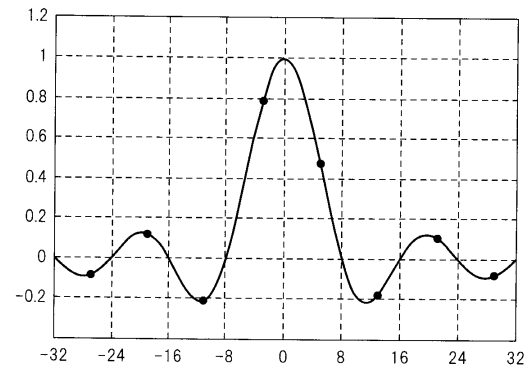
【図 9】

图9



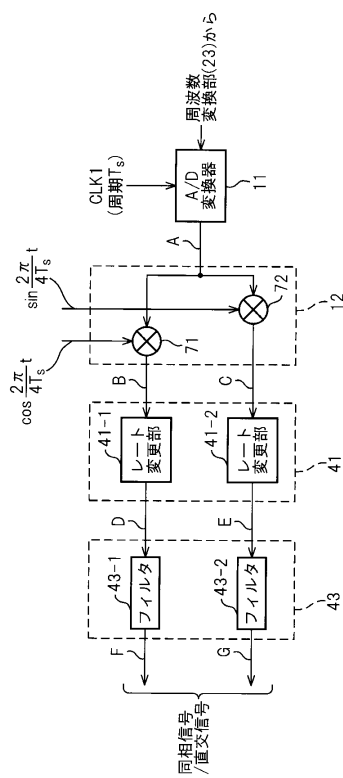
【図 10】

图10



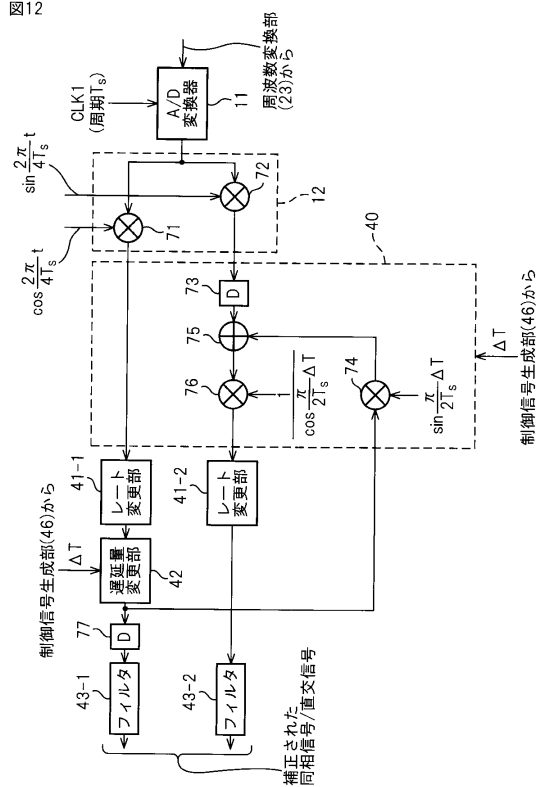
【図 1 1】

图 11



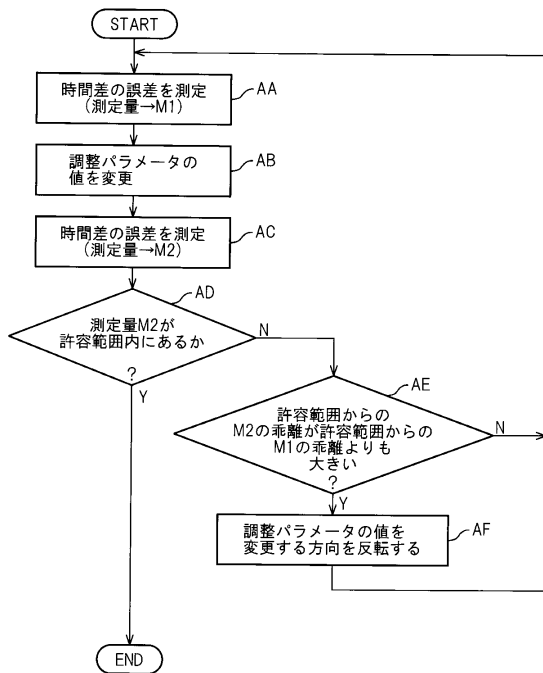
【图 1 2】

图12



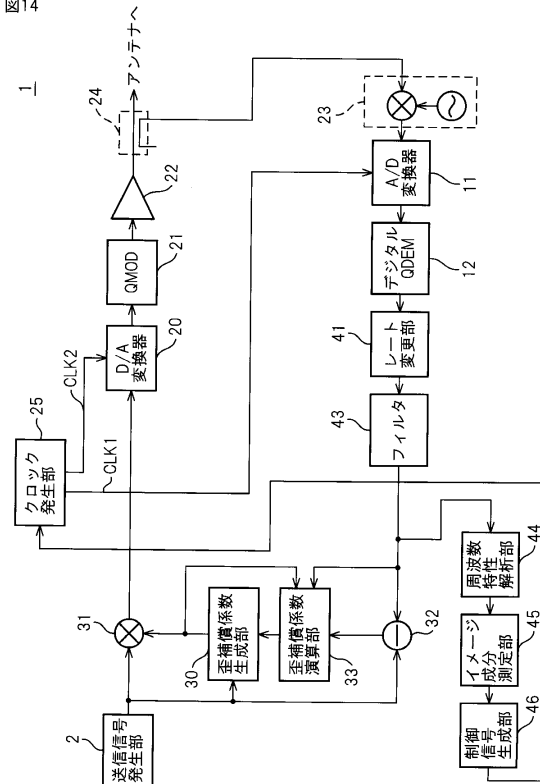
【図 1 3】

图13



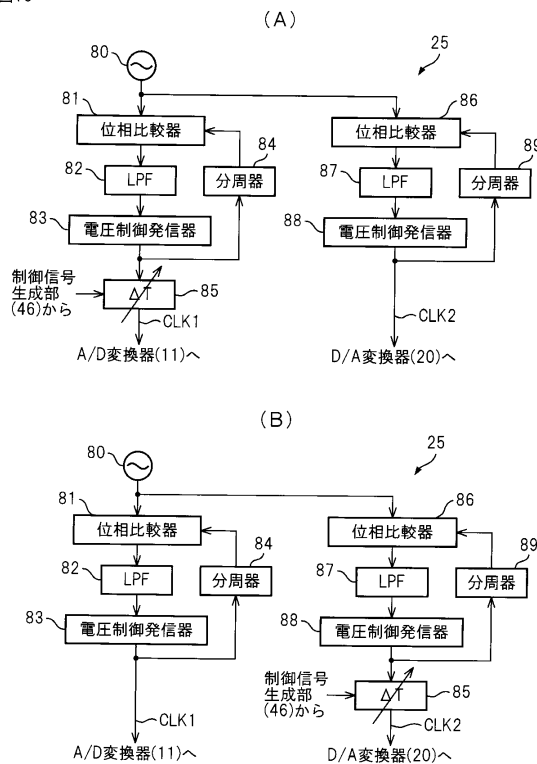
【図 14】

图14



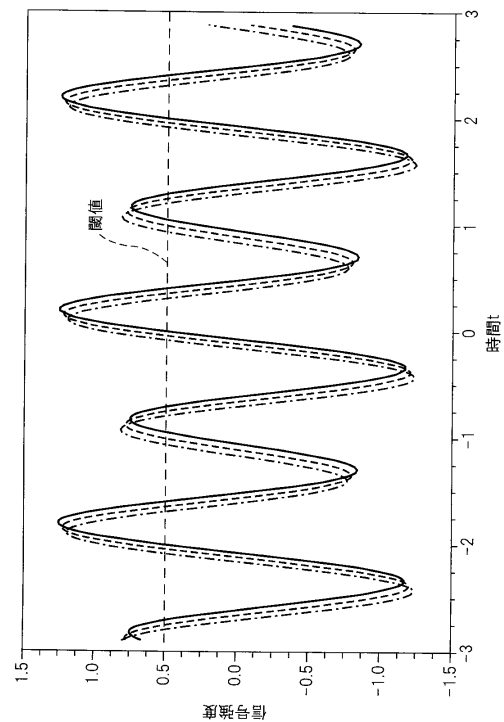
【図 15】

图15

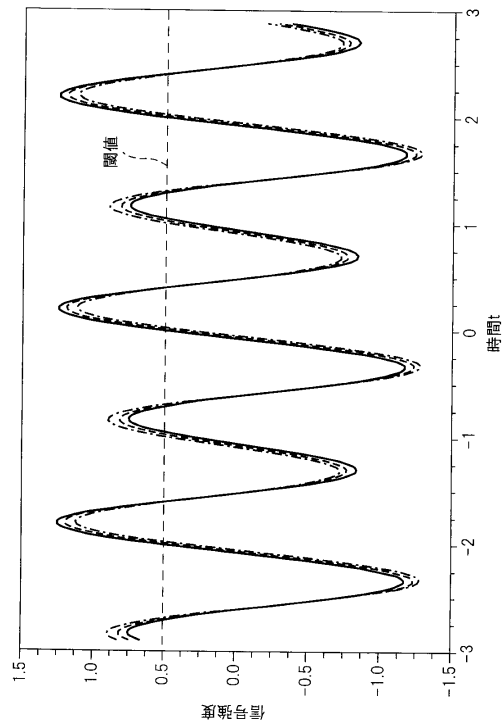


【図 1 6】

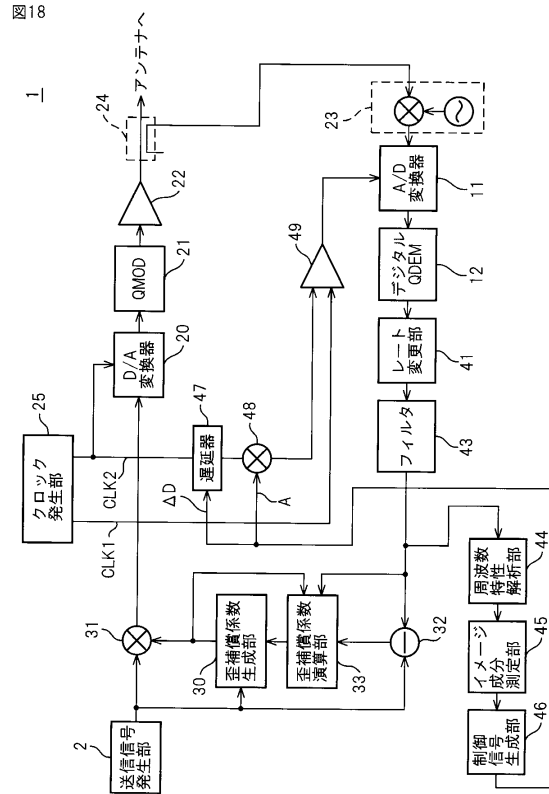
图16



【図 17】

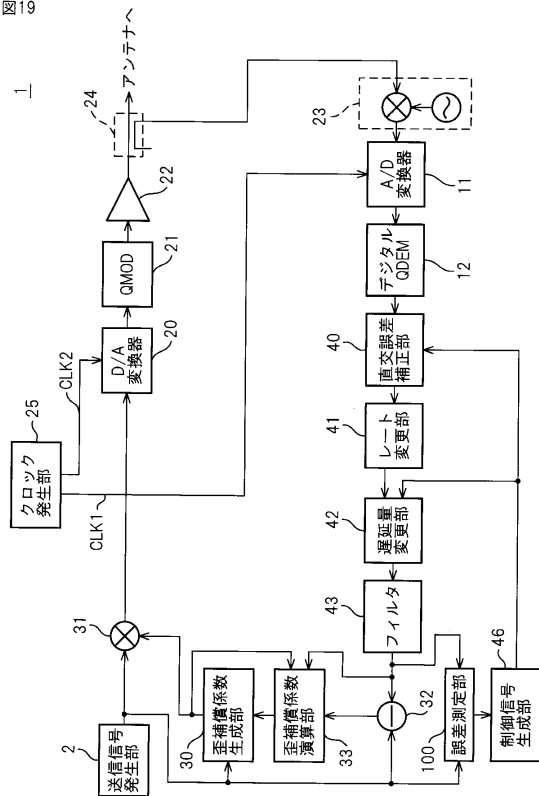


【図 18】



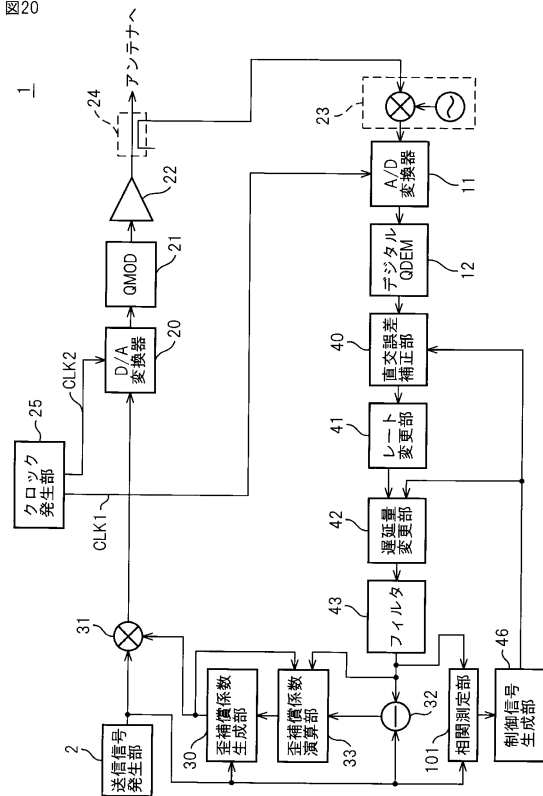
【図 19】

图19



【図 20】

图20



フロントページの続き

(51)Int.Cl. F I
H 0 4 L 27/38 (2006.01) H 0 4 L 27/00 G

- (74)代理人 100114177
弁理士 小林 龍
- (72)発明者 石川 広吉
神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内
- (72)発明者 長谷 和男
神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内
- (72)発明者 濱田 一
神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内
- (72)発明者 札幌 伸和
神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内
- (72)発明者 宇都宮 裕一
神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内
- (72)発明者 大庭 健
神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内
- (72)発明者 車古 英治
神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内
- (72)発明者 舟生 康人
神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内

審査官 儀同 孝信

- (56)参考文献 特許第4098745 (JP, B2)
特開平11-136207 (JP, A)
特開平11-341093 (JP, A)
特開2000-244591 (JP, A)
特開2008-172838 (JP, A)
特開2005-311710 (JP, A)
特開2006-157589 (JP, A)
特開2006-166257 (JP, A)
特開2000-183992 (JP, A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H 0 3 F 1/32
H 0 3 F 1/34
H 0 3 F 3/24
H 0 4 B 1/04
H 0 4 L 27/00