

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2010-41470

(P2010-41470A)

(43) 公開日 平成22年2月18日(2010.2.18)

(51) Int.Cl.		F I		テーマコード (参考)		
H04B	1/04	(2006.01)	H04B	1/04	R	5J500
H03F	1/32	(2006.01)	H03F	1/32		5K060

審査請求 未請求 請求項の数 4 O L (全 11 頁)

(21) 出願番号	特願2008-202851 (P2008-202851)	(71) 出願人	000006013
(22) 出願日	平成20年8月6日 (2008.8.6)		三菱電機株式会社
			東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
		(74) 代理人	100113077
			弁理士 高橋 省吾
		(74) 代理人	100112210
			弁理士 稲葉 忠彦
		(74) 代理人	100108431
			弁理士 村上 加奈子
		(74) 代理人	100128060
			弁理士 中鶴 一隆
		(72) 発明者	森重 秀樹
			東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内

最終頁に続く

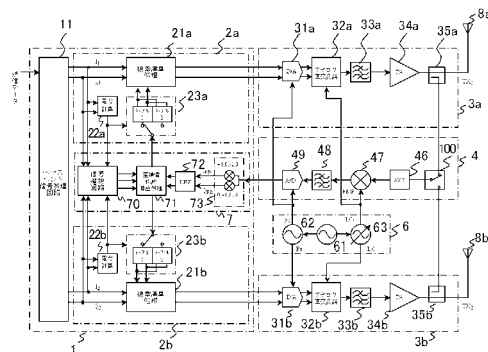
(54) 【発明の名称】 送信機及び送受信装置

(57) 【要約】

【課題】 電力増幅器を有する送信回路を複数の系統備えた送信機において、電力増幅器で発生する信号歪を補正するために歪補償処理を行う場合に、送信機の小型化・低消費電力化を実現する。

【解決手段】 複数の系統の電力増幅器 34a、34b に対する歪補償処理において、各系統の無線送信信号のフィードバック処理と各系統に対する歪補償係数の演算処理とを時分割に行い、1系統の帰還回路4と歪補償係数算出回路7とを複数の系統で共通利用する。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

電力増幅器で増幅した送信信号を送信する複数の送信回路と、
前記複数の送信回路の中から選択した送信回路の送信信号に基づき帰還信号を生成する
帰還回路と、
前記帰還信号に基づき歪補償係数を算出する歪補償係数算出回路と、
前記複数の送信回路それぞれに対応する複数の歪補償処理回路とを備え、
前記歪補償係数算出回路は、前記帰還回路で選択した送信回路に対応する歪補償処理回
路に対して前記歪補償係数を出力し、
前記複数の歪補償処理回路はそれぞれ、前記歪補償係数に基づき送信ベースバンド信号
を歪補償処理する送信機。

10

【請求項 2】

前記複数の歪補償処理回路は、前記送信ベースバンド信号を歪補償処理した後、デジタ
ル直交変調して出力することを特徴とする請求項 1 記載の送信機。

【請求項 3】

電力増幅器で増幅した送信信号を送信する複数の送信回路と、
前記送信信号と受信信号とから一方の信号を選択し、前記送信信号を選択したときに帰
還信号を出力する複数の受信回路と、
前記複数の受信回路の中から選択した受信回路から出力された帰還信号に基づき、歪補
償係数を算出する歪補償係数算出回路と、
前記複数の送信回路それぞれに対応する複数の歪補償処理回路とを備え、
前記歪補償係数算出回路は、前記選択した受信回路に対して送信信号を供給する送信回
路に対応する歪補償処理回路に対して前記歪補償係数を出力し、
前記複数の歪補償処理回路はそれぞれ、前記歪補償係数に基づき送信ベースバンド信号
を歪補償処理する送受信装置。

20

【請求項 4】

前記複数の歪補償処理回路は、前記送信ベースバンド信号を歪補償処理した後、デジタ
ル直交変調して出力することを特徴とする請求項 3 記載の送受信装置。

【発明の詳細な説明】**【技術分野】**

30

【0001】

本発明は、複数の送信系統を有する送信機及び送受信装置であって、歪補償機能を備え
た送信機及び送受信装置に関するものである。

【背景技術】**【0002】**

近年の移動体通信システムでは通信 / 伝送 / トラフィックデータ容量の増加等に伴い、
送受信機の高性能化が求められている。また高速データ通信を実現する一手段として複数
のアンテナ、送受信回路を用いた MIMO (Multiple - Input Multiple - Output) 伝送技術の適用が求められている。加えて、送信系においては低
消費電力・低歪化が必要であるためプリディストーション方式の歪補償を用いた電力増幅
器が適用されている。

40

【0003】

従来の送信機においては、適応プリディストーション方式が採用され、歪補償係数を乗
算して隣接チャネル漏洩電力を抑圧している。電力増幅器で増幅した無線送信信号の一部
をフィードバックし、その帰還信号を中間周波数に周波数変換する。変換した中間周波数
の信号を A / D 変換器でサンプリング処理することでデジタル信号に変換し、変換したデ
ジタル信号を直交復調部で I チャネル、Q チャネルのデジタルベースバンド信号に変換す
る。フィードバックした I チャネル、Q チャネルのデジタルベースバンド信号と送信信号
(参照信号) の I チャネル、Q チャネルのベースバンド信号とを比較して誤差成分を算出
する。この誤差成分に基づき歪補償係数を作成し、適宜、歪補償係数を更新することで低

50

歪特性を実現している（例えば、特許文献 1 参照）。

【 0 0 0 4 】

【特許文献 1】特開 2 0 0 4 - 8 8 5 3 1 号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 0 5 】

しかし、従来の送信機では、帰還信号を処理し、もとの送信信号（参照信号）と比較することで歪補償係数を生成する信号処理回路が、マルチポート増幅器のそれぞれのポート用に複数構成されている。このため、ポート数の増加に比例して回路規模・部品点数が増加し、装置の大型化や消費電力の増加という問題点があった。

10

【 0 0 0 6 】

本発明の目的は、上述の問題を解決し、複数の電力増幅器を備えた送信機において歪補償処理を行う場合に、回路規模・部品点数を削減し、装置の小型化・低消費電力化を実現することにある。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 0 7 】

本発明による送信機は、帰還信号と対応する参照信号とを送信系統毎に時分割に切り替えて歪補償係数を算出し、複数の歪補償処理回路に対して時分割に歪補償係数を出力する。

【発明の効果】

20

【 0 0 0 8 】

本発明による送信機は、複数の電力増幅器に対する歪補償処理において、電力増幅器で増幅された無線送信信号をフィードバック処理する回路と歪補償係数を算出する回路とをそれぞれ、複数の系統において共通利用できるため、回路規模、部品点数を削減できる。このため、装置の小型化・低消費電力化・低価格化が実現できる。

【発明を実施するための最良の形態】

【 0 0 0 9 】

実施の形態 1 .

本発明の実施の形態 1 について図面を参照して説明する。なお、以下の各実施の形態を説明するための各図において、同一符号は、同一または相当の構成を示す。図 1 は本発明の実施の形態 1 における送信機を示すブロック構成図である。本実施の形態 1 における送信機は、例えば、無線通信システムの基地局の送信機として使用され、無線送信周波数と無線受信周波数とが異なる F D D（周波数分割方式）システム等に使用される。

30

【 0 0 1 0 】

まず、送信機の全体構成について説明する。実施の形態 1 の送信機は、歪補償処理回路 2 a、2 b を有するデジタル信号処理回路 1 と、送信回路 3 a、3 b と、帰還回路 4 と、信号生成回路 6 とを備えている。デジタル信号処理回路 1 は、例えば、F P G A 等によって実現される。

【 0 0 1 1 】

送信回路 3 a、3 b はデジタル信号処理回路 1 から出力される I チャネル、Q チャネルの補正デジタルベースバンド信号をもとに、アンテナ 8 a、8 b それぞれに無線送信信号を供給する。また、送信回路 3 a、3 b は電力増幅した無線送信信号の一部を抽出し、帰還信号として帰還回路 4 に供給する。

40

【 0 0 1 2 】

帰還回路 4 は、送信回路 3 a、3 b それぞれから供給された帰還信号のうち、どちらか一方の信号を選択して、デジタル帰還信号を生成し、デジタル信号処理回路 1 に供給する。信号生成回路 6 は送信回路 3 a、3 b 及び帰還回路 4 に共通に配置され、それぞれの回路に必要な信号を供給する。

【 0 0 1 3 】

本実施の形態 1 の送信機は、2 系統の送信ブロックを有しており、歪補償処理回路 2 a

50

及び送信回路 3 a を 1 系とし、歪補償処理回路 2 b 及び送信回路 3 b を 2 系とする。

【 0 0 1 4 】

次に、送信機の詳細な構成について説明する。デジタル信号処理回路 1 は、ベースバンド信号処理回路 1 1 と歪補償処理回路 2 a、2 b と歪補償係数算出回路 7 とを有する。ベースバンド信号処理回路 1 1 は、入力された送信データから I チャネル、Q チャネルのデジタルベースバンド信号を生成し、歪補償処理回路 2 a、2 b それぞれに信号を供給する。

【 0 0 1 5 】

通信システムの構成により、ベースバンド信号処理回路 1 1 は、歪補償処理回路 2 a、2 b それぞれに同一なデジタルベースバンド信号を供給する場合と、歪補償処理回路 2 a、2 b それぞれに異なるデジタルベースバンド信号を供給する場合がある。本実施の形態 1 においては、ベースバンド信号処理回路 1 1 が異なるデジタルベースバンド信号を供給する場合を例にしている。図 1 において、ベースバンド信号処理回路 1 1 は、歪補償処理回路 2 a に対してはデジタルベースバンド信号 I_1 、 Q_1 を供給し、歪補償処理回路 2 b に対してはデジタルベースバンド信号 I_2 、 Q_2 を供給している。

【 0 0 1 6 】

歪補償処理回路 2 a は、複素演算処理回路 2 1 a と、電力計算回路 2 2 a と、歪補償テーブル 2 3 a とを有する。歪補償処理回路 2 a は、ベースバンド信号処理回路 1 1 から供給されたデジタルベースバンド信号 I_1 、 Q_1 を歪補償係数算出回路 7 に供給する。併せて、歪補償処理回路 2 a は、電力計算回路 2 2 a で算出した送信信号レベル情報を歪補償係数算出回路 7 に供給する。

【 0 0 1 7 】

また、歪補償処理回路 2 a は、電力計算回路 2 2 a で算出した送信信号レベル情報に基づき、歪補償テーブル 2 3 a に格納されている歪補償係数とデジタルベースバンド信号 I_1 、 Q_1 とを複素演算処理回路 2 1 a で複素演算して、補正デジタルベースバンド信号を生成する。この補正デジタルベースバンド信号を送信回路 3 a に供給することで、送信回路 3 a の主に電力増幅器 3 4 a で発生する歪を抑圧する。

【 0 0 1 8 】

ここで用いる歪補償テーブル 2 3 a は、複数の補償テーブルを保存できる構成である。歪補償係数算出回路 7 から出力される歪補償係数により、歪補償テーブル 2 3 a は更新される。また、歪補償テーブル 2 3 a 内の複数の補償テーブルから、更新する補償テーブルを適宜切り替えることで、主に送信回路 3 a で発生する温度変化、経年変化に対しても安定した歪補償動作が可能となる構成となっている。

【 0 0 1 9 】

歪補償処理回路 2 b は、歪補償処理回路 2 a と同様の処理回路を有しており、ベースバンド信号処理回路 1 1 から供給されたデジタルベースバンド信号 I_2 、 Q_2 と送信信号レベル情報とを歪補償係数算出回路 7 に供給する。また、歪補償処理回路 2 a と同様の処理をして、歪補償処理回路 2 b は、補正デジタルベースバンド信号を送信回路 3 b に供給する。歪補償テーブル 2 3 b の動作についても歪補償テーブル 2 3 a と同様である。

【 0 0 2 0 】

送信回路 3 a では、歪補償処理回路 2 a から出力された I チャネル、Q チャネルの補正デジタルベースバンド信号を D / A 変換器 3 1 a で I チャネル、Q チャネルのアナログベースバンド信号に変換する。D / A 変換器 3 1 a は、局部信号発生器 6 2 から供給されるサンプリング信号（周波数： F_s ）に基づいて、入力信号を補間処理する。

【 0 0 2 1 】

D / A 変換器 3 1 a から出力された I チャネル、Q チャネルのアナログベースバンド信号は、アナログ直交変調器 3 2 a に入力される。アナログ直交変調器 3 2 a は、可変信号発生器 6 3 から供給される搬送波（LO）に基づいて、I チャネル、Q チャネルのアナログベースバンド信号を直交変調し、無線周波数に周波数変換（アップコンバージョン）された無線送信信号を出力する。

10

20

30

40

50

【 0 0 2 2 】

アナログ直交変調器 3 2 a で周波数変換された無線送信信号には不要波成分が含まれるため、この信号を帯域通過フィルタ 3 3 a に入力し、不要波を除去する。帯域通過フィルタ 3 3 a から出力された無線送信信号は、電力増幅器 3 4 a に入力され所望の信号レベルまで電力増幅された後に、方向性結合器 3 5 a を通過しアンテナ 8 a に供給される。方向性結合器 3 5 a は電力増幅器 3 4 a で電力増幅された無線送信信号の一部を帰還信号として帰還回路 4 に供給する。

【 0 0 2 3 】

送信回路 3 b は、送信回路 3 a と同様の処理回路を有しており、歪補償処理回路 2 b から出力された I チャネル、Q チャネルの補正デジタルベースバンド信号に基づき無線送信信号を生成する。電力増幅器 3 4 b において電力増幅することで、アンテナ 8 b に所望の信号レベルの無線送信信号を供給すると共に、電力増幅器 3 4 b で電力増幅した無線送信信号の一部を帰還信号として帰還回路 4 に供給する。

【 0 0 2 4 】

帰還回路 4 は、送信回路 3 a、3 b それぞれから供給された帰還信号を選択する切替えスイッチ 1 0 0 を有している。送信回路 3 a、3 b が出力する帰還信号のうちの 1 つを選択し、減衰器 4 6 に供給する。減衰器 4 6 で所望の信号レベルまで減衰した帰還信号はミキサ 4 7 に入力され、可変信号発生器 6 3 から供給される搬送波 (L O) により中間周波数に変換される。

【 0 0 2 5 】

中間周波数に変換された帰還信号 (F B - I F) は帯域通過フィルタ 4 8 で不要波成分を低減した後に A / D 変換器 4 9 に入力される。A / D 変換器 4 9 では、局部信号発生器 6 2 から供給されるサンプリング信号 (周波数 : F s) を用いて、中間周波数に変換された帰還信号をデジタル信号に変換し、歪補償係数算出回路 7 に供給する。

【 0 0 2 6 】

歪補償係数算出回路 7 では、帰還回路 4 から供給される帰還信号を、デジタル直交復調回路 7 3 において直交復調し、I チャネル、Q チャネルのデジタルベースバンド信号 I_{FB} 、 Q_{FB} を生成する。デジタル直交復調回路 7 3 から出力された帰還信号 I_{FB} 、 Q_{FB} は、低域通過フィルタ 7 2 で不要波成分を除去した後に、歪補償係数算出処理回路 7 1 に入力される。

【 0 0 2 7 】

信号選択回路 7 0 には、歪補償処理回路 2 a からデジタルベースバンド信号 I_1 、 Q_1 及び付随する送信信号レベル情報が供給され、歪補償処理回路 2 b からデジタルベースバンド信号 I_2 、 Q_2 及び付随する送信信号レベル情報が供給される。信号選択回路 7 0 は、歪補償処理回路 2 a、2 b の一方を選択し、選択した歪補償処理回路から供給されるデジタルベースバンド信号及び付随する送信信号レベル情報を歪補償係数算出処理回路 7 1 に供給する。

【 0 0 2 8 】

帰還回路 4 において選択される系統と、信号選択回路 7 0 において選択される系統とは一致している。例えば、帰還回路 4 において 1 系の送信回路 3 a の帰還信号が選択されるときは、信号選択回路 7 0 において 1 系の歪補償処理回路 2 a から供給される信号が選択される。

【 0 0 2 9 】

歪補償係数算出処理回路 7 1 では、信号選択回路 7 0 から供給されたデジタルベースバンド信号 (参照信号) と低域通過フィルタ 7 2 から供給されたデジタルベースバンド信号 (帰還信号) とを比較することで、電力増幅器で発生する歪信号成分を演算し、歪補償係数を生成する。生成された歪補償係数は、帰還回路 4 及び信号選択回路 7 0 で選択された系統と同一の系統の歪補償テーブルに対して、所定の周期で時分割に供給される。例えば、帰還回路 4 及び信号選択回路 7 0 において 1 系が選択されるときは、歪補償係数算出処理回路 7 1 は 1 系の歪補償テーブル 2 3 a に対して歪補償係数を供給する。

10

20

30

40

50

【 0 0 3 0 】

このように、本実施の形態 1 における送信機は、複数の送信回路 3 a、3 b から供給される帰還信号を選択する切替えスイッチ 1 0 0 を、帰還回路 4 に有している。また、複数の歪補償処理回路 2 a、2 b から供給される参照信号及び付随する送信信号レベル情報を選択する信号選択回路 7 0 と、複数の歪補償テーブル 2 3 a、2 3 b へ定期的に歪補償係数を供給する歪補償係数算出処理回路 7 1 とを有している。無線送信信号のフィードバック処理や歪補償係数の演算を、システム毎に時分割で実施するため、帰還回路 4 及び歪補償係数算出回路 7 を複数の送信システムで共有できる。

【 0 0 3 1 】

なお、本実施の形態 1 においては、2 系統の送信回路 3 a、3 b を有する送信機について説明したが、系統数は 2 に限られたものでないことは言うまでもない。N 系統の送信回路を有する送信機に適用する場合には、帰還回路 4 及び歪補償係数算出回路 7 での時分割数を 2 から N に変更すれば良く、以下の各実施の形態においても同様である。

【 0 0 3 2 】

本実施の形態 1 における送信機は、複数の電力増幅器 3 4 a、3 4 b に対する歪補償処理において、各系統の無線送信信号のフィードバック処理と各系統に対する歪補償係数の演算処理とを時分割に行っている。このため、帰還回路 4 及び歪補償係数算出回路 7 をそれぞれ 1 系統で構成することができ、回路規模、部品点数を削減できるという効果を奏する。従って、装置の小型化・低消費電力化・低価格化が可能となる。

【 0 0 3 3 】

実施の形態 2 .

実施の形態 1 では送信回路 3 a、3 b においてアナログ直交変調を実施する構成としていたが、デジタル信号処理回路 1 においてデジタル直交変調を実施する構成としても良い。図 2 は本発明の実施の形態 2 における送信機を示すブロック構成図である。

【 0 0 3 4 】

本実施の形態 2 における送信機は、歪補償処理回路 2 a において、複素演算処理回路 2 1 a の後段にデジタル直交変調回路 2 4 a を備えている。また、送信回路 3 a には、アナログ直交変調器 3 2 a に換えてミキサ 3 7 a を配置している。本実施の形態 2 では、デジタル直交変調回路 2 4 a の後段に接続される送信回路 3 a 内で D / A 変換器 3 1 a とミキサ 3 7 a により変換した無線送信信号を、電力増幅器 3 4 a に供給する構成となっている。また、2 系の歪補償処理回路 2 b 及び送信回路 3 b においても、1 系と同様の回路構成となっている。

【 0 0 3 5 】

本実施の形態 2 では、複素演算処理回路 2 1 a から電力増幅器 3 4 a までの信号処理過程を実施の形態 1 とは異なる構成で実現しているが (2 系についても同様)、それ以外の部分の構成及び動作は実施の形態 1 と同様であるため説明を省略する。

【 0 0 3 6 】

図 2 において、歪補償処理回路 2 a の複素演算処理回路 2 1 a から出力された補正デジタルベースバンド信号は、デジタル直交変調回路 2 4 a でデジタル直交変調される。デジタル直交変調回路 2 4 a から出力されたデジタル中間周波数信号は D / A 変換器 3 1 a で局部信号発生器 6 2 から出力されるサンプリング信号 (周波数 : F_s) により補間処理され、中間周波数信号に変換される。D / A 変換器 3 1 a から出力された中間周波数信号と可変信号発生器 6 3 から出力される搬送波 (LO) とをミキサ 3 7 a に入力することにより無線送信信号を生成する。ミキサ 3 7 a から出力された無線送信信号は帯域通過フィルタ 3 3 a を介して電力増幅器 3 4 a に入力され、所望の信号レベルに電力増幅される。

【 0 0 3 7 】

デジタルプリディストーション方式に代表される歪補償では、電力増幅器 3 4 a、3 4 b において発生する信号歪を抑圧するために、増幅された無線送信信号の一部をフィードバックして信号歪の原因となる振幅・位相誤差を算出して、歪補償係数を生成し、ベースバンド信号において歪補償処理している。従って、電力増幅器 3 4 a、3 4 b において発生す

10

20

30

40

50

る振幅・位相誤差を正確に抽出できれば、歪補償量を改善することができる。即ち、電力増幅器 34 a、34 b 以外での振幅・位相誤差を極力低減することが望ましい。

【0038】

実施の形態 1 においては、無線送信信号のフィードバック処理にデジタル直交復調回路 73 を用いることで、直交度誤差を抑えている。しかし、アナログ直交変調器 32 a、32 b を用いているため、アナログ直交変調器 32 a、32 b で発生する直交度誤差が支配的になってくると、電力増幅器 34 a、34 b で発生する振幅・位相誤差が判別できず歪補償量はある一定の値で収束してしまう。

【0039】

本実施の形態 2 によれば、実施の形態 1 と同様の効果を得ることができる。更に、アナログ直交変調器 32 a、32 b の代わりにデジタル直交変調回路 24 a、24 b を用いることで直交度誤差を低減している。このため、電力増幅器 34 a、34 b において発生する振幅・位相誤差を正確に抽出することができ、歪補償量を更に改善することができる。

【0040】

実施の形態 3 .

実施の形態 1 及び実施の形態 2 においては、無線送信周波数と無線受信周波数とが異なる FDD システム等に対する構成を示した。本実施の形態 3 においては、TDD (時分割方式) システム等における送受信装置の構成について示す。図 3 は本発明の実施の形態 3 における送受信装置を示すブロック構成図である。

【0041】

本実施の形態 3 における送受信装置は、送信回路 3 a の方向性結合器 35 a の後段に、切替えスイッチ 102 a を有する構成としている。切替えスイッチ 102 a は、電力増幅器 34 a で電力増幅した無線送信信号をアンテナ 8 a へ供給するか、または、アンテナ 8 a から受信した無線受信信号を受信回路 4 a へ供給するかを選択する。送信回路 3 b についても、送信回路 3 a と同様の回路構成である。

【0042】

受信回路 4 a は、実施の形態 1 における帰還回路 4 に相当する構成であるが、アンテナ 8 a から供給される無線受信信号を低雑音増幅する低雑音増幅器 40 a を有している。切替えスイッチ 100 a は、送信回路 3 a の方向性結合器 35 a から供給される無線送信信号とアンテナ 8 a を介して供給される無線受信信号とを切り替えている。受信回路 4 a は、スイッチ 100 a での信号の選択により、受信信号処理と無線送信信号のフィードバック処理とを時分割で行っている。受信回路 4 b についても、受信回路 4 a と同様の回路構成である。

【0043】

送信回路 3 a の方向性結合器 35 a で抽出された無線送信信号は、受信回路 4 a 内の減衰器 46 a に帰還信号として入力される。減衰器 46 a において所望の信号レベルに減衰した帰還信号は、切替えスイッチ 100 a に入力される。また、アンテナ 8 a で受信した無線受信信号は、切替えスイッチ 102 a を通過後、受信回路 4 a 内の低雑音増幅器 40 a で低雑音増幅され、切替えスイッチ 100 a に入力される。受信回路 4 a の切替えスイッチ 100 a は、送受信タイミング信号に基づきスイッチを切替えることで、後段のミキサ 47 a に対して帰還信号 (無線送信信号) と無線受信信号とを時分割で供給する。

【0044】

ミキサ 47 a では、可変信号発振器 63 から供給される搬送波 (LO) により、帰還信号と無線受信信号とをそれぞれ中間周波数に変換する。TDD システムの場合、無線送信周波数と無線受信周波数とは同一であることから、ミキサ 47 a から出力されるそれぞれの信号の周波数は同一であり、中間周波数に変換された帰還信号と受信信号とが時分割に出力される。

【0045】

後段の帯域通過フィルタ 48 a において、不要な信号成分を除去した後、A / D 変換器 49 a でサンプリング処理され、帰還信号はデジタル帰還信号 (FB - IF₁) として、

10

20

30

40

50

受信信号はデジタル受信信号 ($RX - IF_1$) として受信信号処理回路 12 に時分割で供給される。

【0046】

受信信号処理回路 12 のデジタル直交復調回路 120 a は、A/D 変換器 49 a から出力された信号をデジタル直交復調し、I チャンネル、Q チャンネルのデジタルベースバンド信号 I_3 、 Q_3 を後段に接続される帰還信号選択回路 74 及びチャンネル選択フィルタ 121 a に出力する。

【0047】

1 系の回路と同様の処理が 2 系の回路においても行われる。送信回路 3 b から供給される帰還信号と無線受信信号とは、受信回路 4 b で信号処理され、それぞれデジタル帰還信号 ($FB - IF_2$) とデジタル受信信号 ($RX - IF_2$) として受信信号処理回路 12 のデジタル直交復調回路 120 b へ時分割に供給される。デジタル直交復調回路 120 b において、I チャンネル、Q チャンネルのデジタルベースバンド信号 I_4 、 Q_4 を生成し、後段に接続される帰還信号選択回路 74 及びチャンネル選択フィルタ 121 b に信号を供給する。

10

【0048】

チャンネル選択フィルタ 121 a、121 b に入力されたデジタルベースバンド信号はそれぞれ、妨害波信号成分を除去した後に、デジタル AGC 回路 122 a、122 b でそれぞれレベル補正を行なった後、ベースバンド信号処理回路 11 に供給される。ベースバンド信号処理回路 11 は、送受信タイミング信号に基づき、受信回路 4 a、4 b が切替えスイッチ 100 a、100 b で無線受信信号を選択するタイミングで、デジタル AGC 回路 122 a、122 b から供給される信号を信号処理して受信データを生成する。

20

【0049】

受信回路 4 a の切替えスイッチ 100 a において帰還信号が選択されたときにデジタル直交復調回路 120 a が出力する I チャンネル、Q チャンネルのデジタルベースバンド信号を帰還信号 1 と称する。同様に、受信回路 4 b の切替えスイッチ 100 b において帰還信号が選択されたときにデジタル直交復調回路 120 b が出力する I チャンネル、Q チャンネルのデジタルベースバンド信号を帰還信号 2 と称する。

【0050】

帰還信号選択回路 74 は、デジタル直交復調回路 120 a、120 b から帰還信号 1、帰還信号 2 がそれぞれ出力されるときに、どちらか一方を選択し、低域通過フィルタ 72 に供給する。低域通過フィルタ 72 で不要波信号を除去した帰還信号は、歪補償係数算出処理回路 71 に入力される。歪補償係数算出処理回路 71 では、信号選択回路 70 から供給される参照信号と低域通過フィルタ 72 から供給される帰還信号とを比較することで歪補償係数を算出し、一定の周期で歪補償テーブル 23 a、23 b の補償テーブルを更新する。

30

【0051】

帰還信号選択回路 74 において選択される系統と、信号選択回路 70 において選択される系統とは一致している。例えば、帰還信号選択回路 74 において 1 系の受信回路 4 a から供給される帰還信号 1 が選択されるときは、信号選択回路 70 において 1 系の歪補償処理回路 2 a から供給される信号が選択される。

40

【0052】

また、歪補償係数算出処理回路 71 で算出された歪補償係数は、帰還信号選択回路 74 及び信号選択回路 70 で選択された系統と同一の系統の歪補償テーブルに対して、所定の周期で時分割に供給される。例えば、帰還信号選択回路 74 及び信号選択回路 70 において 1 系が選択されるときは、歪補償係数算出処理回路 71 は 1 系の歪補償テーブル 23 a に対して歪補償係数を供給する。

【0053】

本実施の形態 3 における送受信装置は、各系統に対する歪補償係数の演算処理を歪補償係数算出回路 7 において時分割に行っている。このため、複数の系統で歪補償係数算出回

50

路 7 を共通化することが可能となり、回路規模、部品点数を削減できるという効果を奏する。

【 0 0 5 4 】

また、受信回路 4 a、4 b において、無線送信信号のフィードバック処理と受信処理とを時分割で行い、帰還回路と受信回路とを共通化しているため、更に回路規模、部品点数を削減できるという効果を奏する。これにより、装置の小型化・低消費電力化・低価格化が可能となる。

【 0 0 5 5 】

実施の形態 4 .

実施の形態 3 では送信回路 3 a、3 b においてアナログ直交変調を実施する構成としていたが、デジタル信号処理回路 1 においてデジタル直交変調を実施する構成としても良い。図 4 は本発明の実施の形態 4 における送受信装置を示すブロック構成図である。

10

【 0 0 5 6 】

本実施の形態 4 における送受信装置は、歪補償処理回路 2 a の複素演算処理回路 2 1 a の後段にデジタル直交変調回路 2 4 a を備え、その後段に接続される送信回路 3 a においてアナログ直交変調器 3 2 a に換えてミキサ 3 7 a を配置している。送信回路 3 a 内で D / A 変換器 3 1 a とミキサ 3 7 a により無線送信信号を生成し、電力増幅器 3 4 a に供給する構成となっている。また、歪補償処理回路 2 b 及び送信回路 3 b についても同様の構成となっている。

【 0 0 5 7 】

実施の形態 2 において説明したとおり、デジタルプリディストータ方式に代表される歪補償では、電力増幅器 3 4 a、3 4 b において発生する振幅・位相誤差を正確に抽出できれば、歪補償量を改善することができる。

20

【 0 0 5 8 】

本実施の形態 4 によれば、実施の形態 3 と同様の効果を得ることができる。更に、アナログ直交変調器 3 2 a、3 2 b の代わりにデジタル直交変調回路 2 4 a、2 4 b を用いることで直交度誤差を低減している。このため、電力増幅器 3 4 a、3 4 b において発生する振幅・位相誤差を正確に抽出することができ、歪補償量を更に改善することができる。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 5 9 】

30

【 図 1 】 本発明の実施の形態 1 における送信機を示すブロック構成図である。

【 図 2 】 本発明の実施の形態 2 における送信機を示すブロック構成図である。

【 図 3 】 本発明の実施の形態 3 における送受信装置を示すブロック構成図である。

【 図 4 】 本発明の実施の形態 4 における送受信装置を示すブロック構成図である。

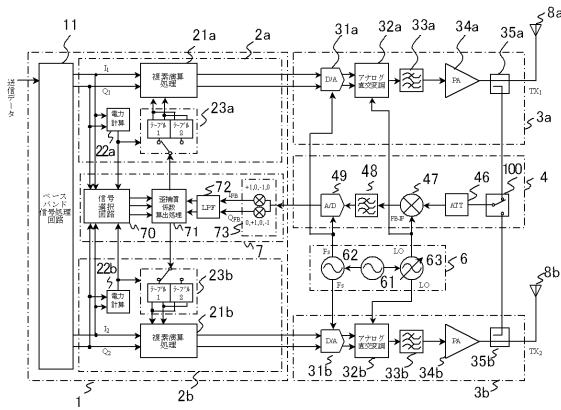
【 符号の説明 】

【 0 0 6 0 】

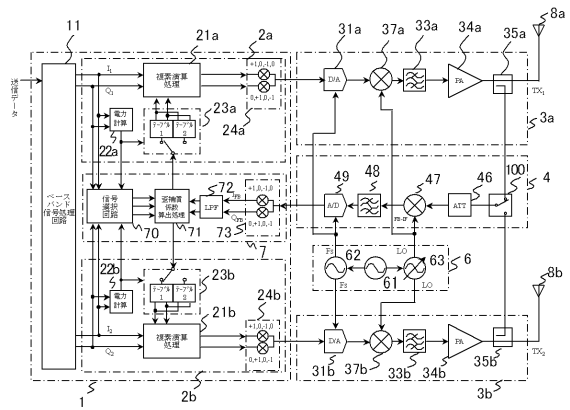
- 2 a、2 b 歪補償処理回路
- 3 a、3 b 送信回路
- 4 帰還回路
- 4 a、4 b 受信回路
- 7 歪補償係数算出回路
- 3 4 a、3 4 b 電力増幅器

40

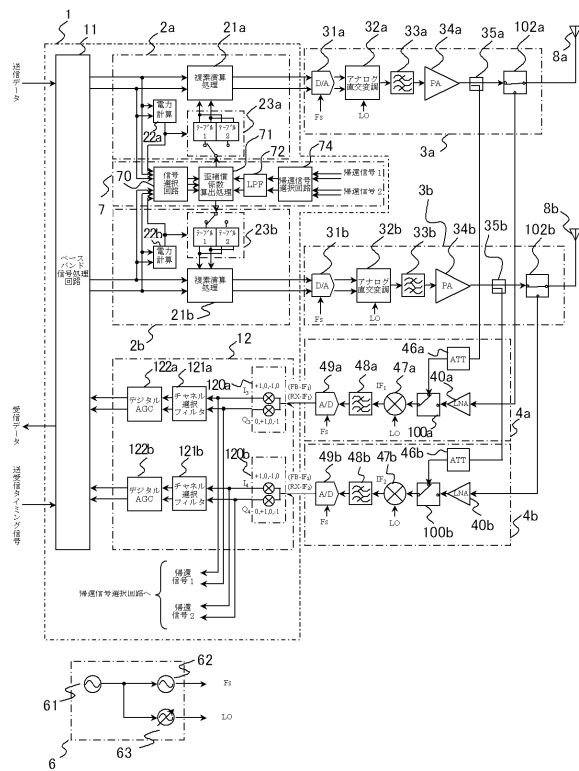
【図 1】



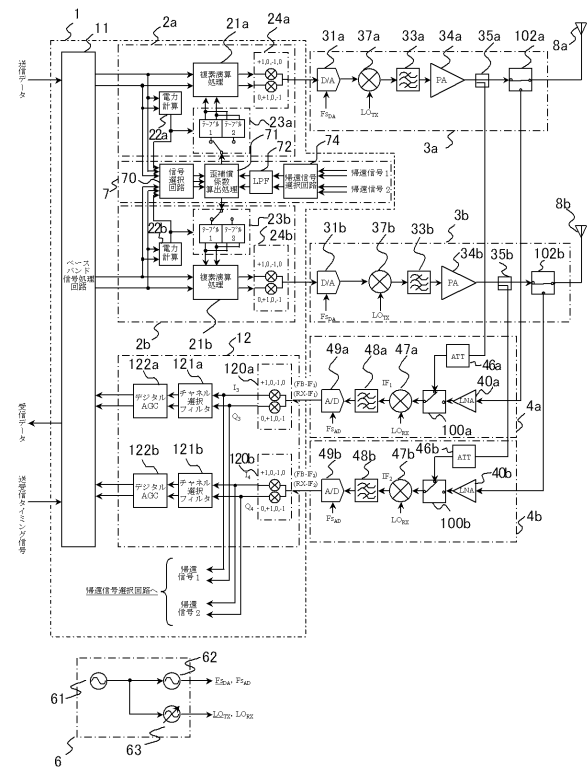
【図 2】



【図 3】



【図 4】



フロントページの続き

F ターム(参考) 5J500 AA01 AA41 AC22 AC26 AF08 AF15 AF18 AK32 AK33 AK34
AK42 AK44 AK53 AK55 AK68 AS14 NG03 NH04 NH15 NH17
5K060 BB07 CC04 CC11 CC12 DD04 HH01 HH06 HH39 KK06 LL24