

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4152944号
(P4152944)

(45) 発行日 平成20年9月17日(2008.9.17)

(24) 登録日 平成20年7月11日(2008.7.11)

(51) Int. Cl.		F I	
HO4J	1/00	(2006.01)	HO4J 1/00
HO4B	1/04	(2006.01)	HO4B 1/04 A
HO4B	1/30	(2006.01)	HO4B 1/04 F
			HO4B 1/30

請求項の数 10 (全 10 頁)

(21) 出願番号	特願2004-512332 (P2004-512332)	(73) 特許権者	596008622
(86) (22) 出願日	平成15年6月5日(2003.6.5)		インターデジタル テクノロジー コーポレーション
(65) 公表番号	特表2005-529544 (P2005-529544A)		アメリカ合衆国 19810 デラウェア州 ウィルミントン シルバーサイド ロード 3411 コンコルド プラザ ハイグリー ビルディング スイート 105
(43) 公表日	平成17年9月29日(2005.9.29)	(74) 代理人	100077481
(86) 国際出願番号	PCT/US2003/017851		弁理士 谷 義一
(87) 国際公開番号	W02003/105390	(74) 代理人	100088915
(87) 国際公開日	平成15年12月18日(2003.12.18)		弁理士 阿部 和夫
審査請求日	平成17年2月4日(2005.2.4)	(74) 代理人	100155284
(31) 優先権主張番号	60/387, 207		弁理士 井原 光雅
(32) 優先日	平成14年6月7日(2002.6.7)		
(33) 優先権主張国	米国 (US)		
前置審査			

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 ダイレクトコンバージョンマルチキャリアプロセッサのためのシステムおよび方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

マルチキャリア無線周波数(RF)信号を受信し、処理するためのマルチキャリアダイレクトコンバージョン受信機であって、

マルチキャリアRF信号を受信するためのアンテナと、

前記アンテナと復調器との間のインターフェースを提供するRF増幅器であって、前記受信したマルチキャリアRF信号を増幅するように構成されたRF増幅器と、

前記マルチキャリアRF信号を同相(I)および直交(Q)のベースバンド信号に変換するように構成され、前記RF増幅器に結合された復調器と、

第1および第2のベースバンドステージであって、各ステージがローパスフィルタおよび選択的に制御可能な増幅器を備え、前記第1のステージがIベースバンド信号を処理するように構成され、前記第2のステージがQベースバンド信号を処理するように構成された第1および第2のベースバンドステージと、

第1および第2のアナログ-デジタル変換器であって、前記第1の変換器が前記Iベースバンド信号をデジタルのI信号に変換するように構成され、前記第2の変換器が前記Qベースバンド信号をデジタルのQ信号に変換するように構成され、前記選択的に制御可能な増幅器の利得が前記デジタルのIおよびQ信号の信号レベルに一部基づいて制御される、第1および第2のアナログ-デジタル変換器と、

前記アナログ-デジタル変換器に接続されたダイレクトコンバージョン回路であって、前記デジタルのIおよびQ信号を複数のチャンネル信号に変換するためのダイレクトコンバ

10

20

ーション回路と、

前記ダイレクトコンバージョン回路に接続されたデジタル A G C ブロックであって、前記デジタルの I および Q 信号のビット幅を各チャンネルに必要な最小値に低減するように構成されたデジタル A G C ブロックと

を備えたことを特徴とする受信機。

【請求項 2】

複数の有限インパルス応答 (F I R) フィルタであって、それぞれが前記複数のチャンネル信号のそれぞれの 1 つをフィルタするように構成された複数の有限インパルス応答 (F I R) フィルタをさらに備えたことを特徴とする請求項 1 に記載の受信機。

【請求項 3】

前記ローパスフィルタのそれぞれの帯域幅は調整可能であることを特徴とする請求項 1 に記載の受信機。

【請求項 4】

前記ローパスフィルタの前記帯域幅を制御するための帯域幅コントロール回路をさらに備えたことを特徴とする請求項 3 に記載の受信機。

【請求項 5】

複数のチャンネル信号を処理し、送信するためのマルチキャリアダイレクト変調送信機であって、

前記複数のチャンネル信号を受信し、前記複数のチャンネル信号に対応するデジタルの同相 (I) 信号および前記複数のチャンネル信号に対応するデジタルの直交 (Q) 信号を出力するように構成されたデジタルアップコンバータと、

第 1 および第 2 のデジタル - アナログ変換器であって、前記第 1 の変換器が前記デジタルの I 信号をベースバンド周波数のアナログの I 信号に変換するように構成され、前記第 2 の変換器が前記デジタルの Q 信号をベースバンド周波数のアナログの Q 信号に変換するように構成された第 1 および第 2 のデジタル - アナログ変換器と、

前記アナログのベースバンド I および Q 信号を変調して、合成された無線周波数 (R F) 信号を提供するように構成された変調器と、

前記 R F 信号を送信するように構成された送信デバイスと、

複数の有限インパルス応答 (F I R) フィルタであって、各フィルタが前記複数のチャンネル信号の 1 つを受信し、前記デジタルアップコンバータにそれぞれのチャンネル信号のフィルタ出力を提供するように構成された複数の F I R フィルタと

を備えたことを特徴とする送信機。

【請求項 6】

前記 R F 信号を送信前に増幅するための R F 増幅器をさらに備えたことを特徴とする請求項 5 に記載の送信機。

【請求項 7】

第 1 および第 2 のローパスフィルタであって、前記第 1 のフィルタが前記第 1 のデジタル - アナログ変換器に結合され、前記アナログの I 信号をフィルタするように構成され、前記第 2 のフィルタが前記第 2 のデジタル - アナログ変換器に結合され、前記アナログの Q 信号をフィルタするように構成された第 1 および第 2 のローパスフィルタをさらに備えたことを特徴とする請求項 6 に記載の送信機。

【請求項 8】

前記ローパスフィルタの帯域幅を制御することによって、前記送信機の周波数応答を制御するための帯域幅コントロール回路をさらに含むことを特徴とする請求項 7 に記載の送信機。

【請求項 9】

第 1 および第 2 のローパスフィルタであって、前記第 1 のフィルタが前記第 1 のデジタル - アナログ変換器に結合され、前記アナログの I 信号をフィルタするように構成され、前記第 2 のフィルタが前記第 2 のデジタル - アナログ変換器に結合され、前記アナログの Q 信号をフィルタするように構成された第 1 および第 2 のローパスフィルタをさらに備え

10

20

30

40

50

たことを特徴とする請求項 5 に記載の送信機。

【請求項 10】

前記ローパスフィルタの帯域幅を制御することによって、前記送信機の周波数応答を制御するための帯域幅コントロール回路をさらに含むことを特徴とする請求項 9 に記載の送信機。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、一般に通信システムに関する。より具体的には、本発明は、多元接続エアーインターフェイスおよびマルチキャリア処理のダイレクトコンバージョン/変調を用いた通信システムに関する。

10

【背景技術】

【0002】

デジタル通信システムは、通常、連続周波数キャリアを用い、その振幅、周波数、または位相を変える変調技法により、情報またはデータを伝送する。変調後、信号は通信媒体を介して伝送される。通信媒体は、銅、光ファイバ、または空中を含み、ガイドされたり、されなかったりすることがあり、一般に物理通信チャネルと呼ばれている。

【0003】

伝送される情報は、変調方式を規定するシンボルの所定のコンスタレーション上にマッピングされたビットストリームの形で入力される。シンボルとしての各ビットのマッピングは変調と呼ばれる。

20

【0004】

従来技術の基地局は、通常、連続する周波数スペクトルを収束する複数のキャリアを使用する必要がある。基地局に実施可能な従来技術のスーパーヘテロダイン受信機 11 のブロック図を図 1 に示す。オペレータには、通常、2 つまたはそれ以上のチャネル $Ch 1 \sim Ch 4$ (キャリア) が割り当てられ、これらを各セルで使用することが望まれる (周波数の再使用 = 1)。ある種の制約のためにこれが不可能であり、そのため周波数の再使用ファクタが低くなる場合、オペレータは有限数のチャネルを有し、それらを連続するスペクトルのセクションに区分することになり、いくつかの隣接チャネルが各セルで使用される。この場合、受信機 11 はすべてのチャネル (キャリア) を同時に処理する必要がある。これにより、ハードウェアのコスト、サイズおよび電力消費が最小化される。

30

【0005】

以前は、基地局受信機の高度に厳しい要件はスーパーヘテロダインアーキテクチャでのみ適合することができた。ダイレクトコンバージョンアーキテクチャは、RF 信号を直接ベースバンドにダウンコンバートすることから生じる多くの特有の問題がある。これらの問題には、ベースバンド信号中に DC オフセットを生み出すセルフミキシングと、強い干渉信号をベースバンドに変換する偶数次のひずみと、すべての半導体デバイスに固有であり、周波数 (f) に逆比例し、ベースバンド信号をマスクする $1/f$ ノイズと、他のユーザに干渉する LO 信号のスプリアス放射とが含まれる。ダイレクトコンバージョン受信機は、また、ゲインコントロールおよびフィルタリングをすべてベースバンドで行わなければならないため、アナログベースバンド処理コンポーネントの最先端の能力を要求する。これにより、高ダイナミックレンジおよび広帯域幅を有する高価な増幅器が必要になる。

40

【0006】

従来のマルチキャリア無線機は、図 1 の受信機に示されるように、中間周波数 (IF) およびダイレクトデジタルサンプリングを使用して、複数のキャリアをベースバンドへ、そして複数のキャリアをベースバンドからブロック変換するスーパーヘテロダイン無線アーキテクチャに基づいている。IF は通常、50 MHz より上に位置するため、ダイレクトデジタルサンプリングには、100 MHz を超えるサンプリングレートが可能であり、非常に低いクロックジッタを必要とするアナログ-デジタル変換器 (ADC) およびデジタル-アナログ変換器 (DAC) などの、高価な高速またはサブサンプリングのデータ変

50

換器を必要とする。

【 0 0 0 7 】

ダイレクトデジタルサンプリングの他の欠点は、隣接チャンネルにおける干渉を除去するために必要な I F 表面弾性波 (S A W) フィルタである。無線機によってサポートされるキャリアの最大数により、S A W フィルタの帯域幅が決定される。異なる数のキャリアをサポートするためには、追加の S A W フィルタが必要である。代替方法として、対象の帯域全体をカバーする 1 つの I F フィルタを使用することができるが、追加の干渉に対応するために A D C に追加のダイナミックレンジが必要となる。

【 0 0 0 8 】

これは、受信信号のダイナミックレンジから理解することができる。アップリンクチャンネルがすべて同一基地局の制御下にある場合、無線周波数 (R F) キャリアは同じようなパワーレベルで受信されることになり、A D C での必要なダイナミックレンジは比較的小さくてよい。しかしながら、I F フィルタの帯域幅が帯域全体をカバーする場合、他の基地局に属するアップリンクチャンネルが A D C の入力に現れることになる。これらのチャンネルはレベルが非常に高くなる場合があり、A D C での必要なダイナミックレンジがより大きくなる。

【 0 0 0 9 】

改めて図 1 を参照すると、受信機 1 1 は、たとえば符号分割多元接続 (C D M A) 通信などのデジタルマルチキャリア無線通信に使用される。信号がアンテナ 1 5 で受信されると、第 1 のバンドパスフィルタ 1 6 および線形増幅器 1 7 を通過する。第 2 のバンドパスフィルタ 1 8 は増幅器 1 7 から信号を受け取り、この信号をミキサ 1 9 に提供する。ローカル発振器 2 0 がミキサ 1 9 に接続されており、ミキサ 1 9 は信号を R F から I F に変換し、その後バンドパスフィルタ 2 1 によってフィルタされる。

【 0 0 1 0 】

バンドパスフィルタ 2 1 は A D C 2 2 に接続され、そのデジタル化された出力がデジタルダウンコンバータ 2 3 に提供される。複素数的に数値制御された発振器 2 4 を使用して、デジタルダウンコンバータ 2 3 を制御し、I F の各チャンネルをベースバンドに変換する。デジタルダウンコンバータ 2 3 は、直交ベースバンド信号を有限インパルス応答 (F I R) フィルタ 2 5 のバンクに提供し、これによりパルス整形および干渉除去を行う。F I R フィルタ 2 5 からの出力は、それぞれのデジタル自動ゲインコントロール回路 (D A G C) 3 5 に提供され、この D A G C は 4 つのそれぞれのチャンネル 4 5 に出力を提供する。各チャンネルからのデジタルデータは、データの復調および復号などの更なる処理のために、デジタルプロセッサ (図示せず) に送られる。一例として 4 つのチャンネルが示されているが、当業者であればいくつのチャンネルでも可能であることを理解されよう。

【 0 0 1 1 】

図 2 に示すように、送信側でも同様のプロセスが使用され、図 2 は 4 つの入力チャンネル C h 1 ~ C h 4 6 5 を使用する従来技術の送信機 5 1 を示すブロック図である。4 つの入力チャンネル 6 5 がそれぞれのパワーコントロール回路 7 5 に提供され、次にその出力がそれぞれの F I R フィルタ 8 5 に提供される。F I R フィルタ 8 5 は、通常、パルス整形のために使用される。F I R フィルタ 8 5 からの出力はデジタルアップコンバータ 9 5 に直交して提供され、このコンバータは複素数的に数値制御された発振器 9 6 に接続される。デジタルアップコンバータ 9 5 の出力はデジタル - アナログ (D A C) 回路 9 7 に提供され、この D A C はそのアナログ出力を第 1 のバンドパスフィルタ 9 8 に供給し、次にこれが I F ミキサ 9 9 に提供される。I F ミキサ 9 9 はそのローカル発振器信号を発振器 1 0 0 から受け取り、出力を第 2 のバンドパスフィルタ 1 0 2 に提供する。この出力バンドパスフィルタは増幅器 1 0 3 で増幅され、出力バンドパスフィルタ 1 0 4 でフィルタされて、アンテナ 1 0 5 経由での送信のために提供される。

【 0 0 1 2 】

これらの構成 (図 1 および図 2) では、様々な変換が R F コンポーネントで行われる。これらの R F コンポーネントの製造コストはかなりなものである。それゆえ、実用上最大

10

20

30

40

50

限、複数のRF変換を避ける回路を提供することが有利であろう。さらに、受信機および送信機のためのダイレクトコンバージョン設計が望ましい。

【0013】

従来技術のダイレクトコンバージョン受信機に付随する主な問題は、受信機の出力におけるDCオフセットの発生である。DCオフセットの主な源は、ローカル発振器のセルフミキシングとミキサの二次相互変調(IP2)である。DCオフセットは、かなり大きくなり、ADCの飽和や受信機の他の性能上の問題につながる可能性がある。

【0014】

ダイレクトコンバージョンの問題に対する解決策はかねてから理解されてきたが、近年の技術開発により、モノリシックRF集積回路(RFIC)上での集積ソリューションが可能になるまでは、実用的でないかまたは費用効果が低かった。これらの問題に対する解決策には、偶数次のひずみをなくすバランス型(差動)構造、低い1/fノイズおよび優れた線形性を示すSiGe半導体技術、ならびにセルフミキシングおよびLOスプリアス放射をなくすハーモニックミキシングが含まれる。広帯域無線技術への移行によって、ダイレクトコンバージョン受信機のノイズフロア全体に対する1/fノイズの寄与も削減された。さらに、現在では、高速で高線形性の増幅器がアナログベースバンド処理要件を満たすために利用可能である。

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0015】

しかし、受信機の出力でのDCオフセットの発生において、ダイレクトコンバージョン受信機に付随する主な問題が依然として存在する。DCオフセットの主な源は、LOセルフミキシングおよびミキサの二次相互変調である。DCオフセットは、かなり大きくなる場合があり、ADCの飽和および受信機の他の性能上の問題につながる。したがって、従来技術は進歩しているものの、これら従来技術の技法は依然として最適な性能に遠く及ばない。

【課題を解決するための手段】

【0016】

本発明は、ダイレクトコンバージョンのマルチキャリアプロセッサを含む、受信機、送信機または送受信機などの無線通信デバイスである。マルチキャリアプロセッサは、直交変調器(送信機)または復調器(受信機)を用いて、RFチャネルをベースバンドへ、そしてRFチャネルをベースバンドから周波数変換する。アナログ信号はDC近辺に変換されるので、従来の調整可能なフィルタは帯域幅コントロールユニットを介して、異なる数のチャネル(キャリア)およびチャネル帯域幅をサポートするようにプログラムすることができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0017】

本発明について、全体を通じて同様の番号が同様の要素を表す図面を参照しながら説明する。

【0018】

本発明は、ダイレクトコンバージョン送信機/受信機およびベースバンド信号処理を用いた無線通信システムにおいて、複数のRFキャリアのプロック処理を可能にする。このようなマルチキャリア無線機は、別個の無線機でそれぞれのキャリアを処理するのではなく、単一の無線機内で複数のキャリアを同時に処理することによって、コストを削減する。

【0019】

図3は、本発明に従って構築された通信受信機130の例示的な実施形態を示すブロック図である。受信機130は、それぞれがキャリア周波数 F_1 、 F_2 ... F_n を介してそれぞれ送信される複数の通信信号 Ch_1 、 Ch_2 ... Ch_n を受信する。これらの信号は、以下ではまとめてマルチキャリア信号S1と呼ぶことにする。

10

20

30

40

50

【 0 0 2 0 】

受信機 1 3 0 は、アンテナ 1 3 1、第 1 のバンドパスフィルタ 1 3 2、無線周波数増幅器 1 3 3、および第 2 のバンドパスフィルタ 1 3 4 を有する。さらに、ローカル発振器 1 4 3 に接続された第 1 および第 2 のミキサ 1 4 1、1 4 2 と、第 1 および第 2 のローパスフィルタ (L P F) 1 4 5、1 4 6 と、帯域幅コントロール回路 1 4 7 と、第 1 および第 2 のベースバンド増幅器 1 5 1、1 5 2 とが含まれる。ローカル発振器 1 4 3 に結合された第 1 および第 2 のミキサ 1 4 1、1 4 2 は、復調器 1 4 4 を構成する。

【 0 0 2 1 】

第 1 の自動ゲインコントロール (A G C) 回路 1 5 3 はベースバンド増幅器 1 5 1、1 5 2 に接続され、ベースバンド増幅器 1 5 1、1 5 2 からの出力は A D C 回路 1 6 1、1 6 2 に提供される。A D C 1 6 1、1 6 2 からのデジタル化された出力は、第 2 の A G C 回路 1 6 3 に提供される。第 2 の A G C 回路 1 6 3 は、A G C 出力を D A C 1 6 4 に提供し、次にこの D A C は第 1 の A G C 回路 1 5 3 に入力を提供し、これによってベースバンド増幅器 1 5 1、1 5 2 の利得を制御する。

10

【 0 0 2 2 】

第 2 の A G C 回路 1 6 3 からの出力は、デジタルダウンコンバータ 1 7 1 に提供され、このダウンコンバータは別々の出力を複数の F I R フィルタ 1 8 1 ~ 1 8 5 に、次に複数の D A G C 1 9 1 ~ 1 9 5 に提供して、複数のチャネル $C h_1 \sim C h_n$ 1 9 8 ~ 2 0 2 に出力を提供する。デジタル - アナログ A G C ループ 1 6 3、1 6 4、1 5 3 を使用することによって、出力でのダイナミックレンジが削減され、それゆえデジタル A G C 回路 1 9 1 ~ 1 9 4 ダウンストリームの必要なダイナミックレンジが削減される。

20

【 0 0 2 3 】

アンテナ 1 3 1 はマルチキャリア信号 S 1 を捕捉し、信号 S 1 をバンドパスフィルタ 1 3 2 に入力し、このフィルタが帯域フィルタリングを提供して帯域外の干渉を除去する。フィルタリング後、信号は受信機 1 3 0 のノイズフロアを設定する低ノイズ増幅器 (L N A) 1 3 3 に入力される。L N A 1 3 3 の出力はバンドパスフィルタ (B P F) 1 3 4 を通じてフィルタされ、L N A 1 3 3 によって生成された任意の相互変調ひずみをフィルタする。

【 0 0 2 4 】

L N A 1 3 3 の出力は、ミキサ 1 4 1 および 1 4 3 ならびに安定なローカル発振器 (L O) 1 4 3 からなる復調器 1 4 4 に送られる。L O 1 4 3 は、キャリアに対して 1 つは同相 (I) であり 1 つは直交 (Q) である 2 つの出力を有する。L O 1 4 3 の周波数は入力チャネル $C h_1 \sim C h_n$ の中心周波数、 $(F_1 - F_n) / 2$ であり、 F_1 は第 1 のチャネル $C h_1$ のキャリア周波数であり、 F_n は n 番目のチャネル $C h_n$ のキャリア周波数である。復調器 1 4 4 は、所望の信号を D C 付近の信号を中心として R F からベースバンドに変換する。

30

【 0 0 2 5 】

I および Q 信号は L P F 1 4 5 および 1 4 6 に送られ、これらによりダウンストリームベースバンド処理エレメント 1 5 1 ~ 1 9 4 のダイナミックレンジを最小にするために、干渉除去が提供される。アナログ信号は D C 近辺に変換されるので、従来の調整可能なフィルタ 1 4 5 および 1 4 6 は、異なるチャネル数およびチャネル帯域幅をサポートするように帯域幅コントロール 1 4 7 を介してプログラムすることができる。

40

【 0 0 2 6 】

A D C 1 6 1、1 6 2 は、復調器 1 4 4 からの I / Q 信号をデジタル化する従来の低コスト A D C のペアである。個々のチャネル $C h_1 \sim C h_n$ が、D D C 1 7 1 によってベースバンドにダウンコンバートされる。

【 0 0 2 7 】

チャネルフィルタリングおよびパルス整形は、F I R フィルタ 1 8 1 ~ 1 8 5 によって各チャネル $C h_1 \sim C h_n$ に適用される。

【 0 0 2 8 】

50

A G Cプロセスは2つのステップで行われる。第1のステップは第1および第2のA G C回路151、163で行われて、信号をA D C161、162のダイナミックレンジ内に維持するようにベースバンド増幅器151、152のゲインを調整する。A G Cプロセスの第2のステップは、D A G Cブロック191~195においてデジタル的に行われ、I / Q信号のビット幅を各チャネル198~202の必要最低限に低減するために使われる。

【0029】

図3に示されるように、受信機130はマルチキャリアダイレクトコンバージョン受信機として動作する。複数のR Fチャネルを含む周波数ブロックは、これによって周波数のブロックとしてベースバンドに直接ダウンコンバートされる。

10

【0030】

図4は、本発明に従って構築されたダイレクトコンバージョン通信送信機230の例示的な実施形態を示すブロック図である。個々のチャネル($C h_1 \sim C h_n$)231~234は先ずF I Rフィルタ241~244を介して送られ、デジタルアップコンバータD U C247によってデジタル的にアップコンバートされる。これによってデジタルベースバンド信号が提供され、この信号は低コストのD A Cペア251、252を駆動するために使用される。D U C247は、中心周波数をゼロから帯域幅の+ / - 半分にシフトすることによって、入力信号をI / Q信号成分に変換する。

【0031】

D U C247の出力は、直交成分に分かれた2つのデジタル出力を備える。これらのI / Q出力はD A C251および252に入力され、これらD A Cがデジタル信号をアナログに変換する。D A C251、252からのアナログ出力はL P F253、254に提供され、その帯域幅は帯域幅コントロール回路255によって制御される。L P F253、254はアナログ信号をフィルタして、それらそれぞれのフィルタ出力を、2つのミキサ261、262、L O263および加算器264を備える変調器260に提供する。ミキサ261、262はL O263によって制御され、混合出力を加算器264に提供する。変調器260は出力をバンドパスフィルタ265に、次に第1のR F増幅器266に提供する。R F増幅器266はゲインコントロール回路267によって制御され、出力をバンドパスフィルタ268に、さらにR Fパワー増幅器269に提供し、この増幅器はアンテナ270経由での送信のために信号を増幅する。

20

30

【0032】

図3および4で明らかに分かるように、本発明に従ったダイレクトコンバージョンマルチキャリアプロセッサは、I Fステージをなくすことによってスーパーヘテロダイン無線機の欠点を回避する。これによって無線機でのコストが削減され、データコンバータがベースバンドで低クロックレートで動作できるようにし、これによってさらにコストが削減される。調整可能な帯域幅フィルタはベースバンドで容易に実現可能であり、無線機内で処理される可変のキャリア間隔およびキャリアの数を柔軟にサポートすることができる。これによって所望のキャリアのみがA D Cに存在することになるので、A D Cで要求されるダイナミックレンジも小さくなり、さらにコストが削減される。

【0033】

本発明は、無線ローカルループ、無線L A Nアプリケーション、ならびにW C D M A (U T R A T D DおよびU T R A F D D双方)、T D S C D M A、C D M A 2 0 0 0、3 x R TおよびO F D M Aシステムなどのセルラシステムを含む無線通信システムに適用可能である。

40

【0034】

本発明について好ましい実施形態に関して説明してきたが、当業者であれば、添付の特許請求の範囲に画定される本発明の範囲内にある他の変形形態についても明らかとなるであろう。

【図面の簡単な説明】

【0035】

50

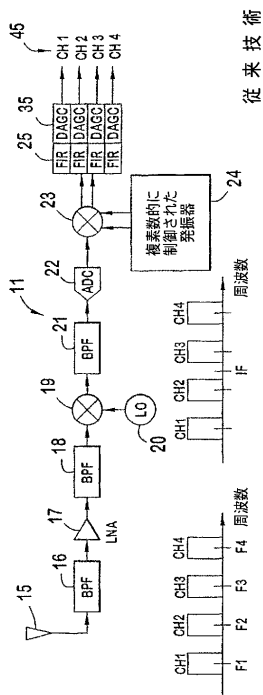
【図1】ダイレクトデジタルサンプリングマルチキャリア受信機を備えた従来技術のスーパーヘテロダインを示すブロック図である。

【図2】ダイレクトデジタル送信機を備えた従来技術のスーパーヘテロダインを示すブロック図である。

【図3】本発明に従って作成されたダイレクトコンバージョンマルチキャリア受信機を示すブロック図である。

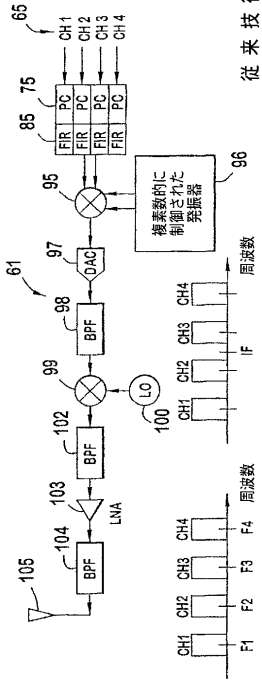
【図4】本発明に従って作成されたダイレクトコンバージョンマルチキャリア送信機を示すブロック図である。

【図1】



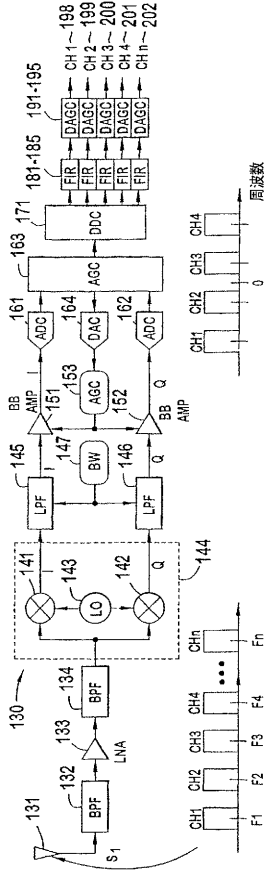
従来技術

【図2】

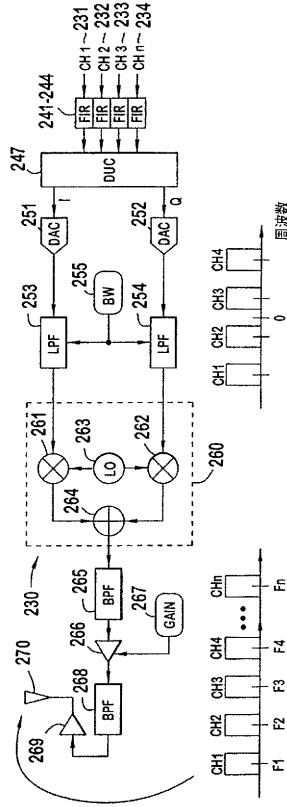


従来技術

【 3 】



【 4 】



フロントページの続き

- (72)発明者 ティモシー エイ . アクネス
アメリカ合衆国 1 9 4 2 6 ペンシルベニア州 カレッジビル リチャード ウェイ 2 7 0
- (72)発明者 レオニード カザケービッチ
アメリカ合衆国 1 1 8 0 3 ニューヨーク州 プレインビュー ラウンドツリー ドライブ 9
5

審査官 矢頭 尚之

- (56)参考文献 特開平 1 1 - 0 1 7 6 4 4 (J P , A)
特開 2 0 0 2 - 1 5 8 7 2 9 (J P , A)

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)

H04J 1/00
H04B 1/04
H04B 1/30