

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公表特許公報(A)

(11) 特許出願公表番号

特表2005-510931

(P2005-510931A)

(43) 公表日 平成17年4月21日(2005.4.21)

(51) Int. Cl. ⁷	F I	テーマコード (参考)
HO4B 1/30	HO4B 1/30	5K004
HO4B 1/69	HO4J 13/00	C 5K022
HO4L 27/22	HO4L 27/22	Z

審査請求 未請求 予備審査請求 有 (全 16 頁)

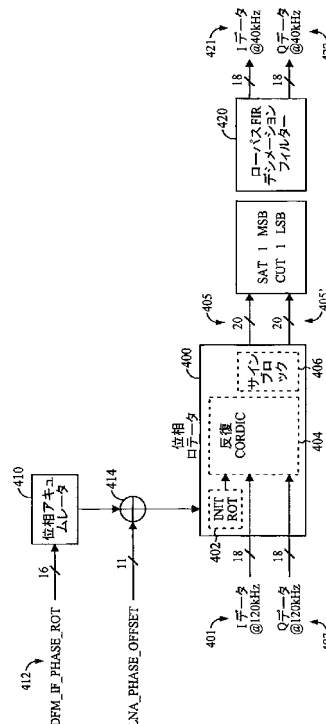
(21) 出願番号	特願2003-548394 (P2003-548394)	(71) 出願人	595020643 クアルコム・インコーポレイテッド QUALCOMM INCORPORATED アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92121-1714、サン・ディエゴ、モアハウス・ドライブ 5775
(86) (22) 出願日	平成14年11月27日 (2002.11.27)	(74) 代理人	100058479 弁理士 鈴江 武彦
(85) 翻訳文提出日	平成16年5月27日 (2004.5.27)	(74) 代理人	100091351 弁理士 河野 哲
(86) 国際出願番号	PCT/US2002/038343	(74) 代理人	100088683 弁理士 中村 誠
(87) 国際公開番号	W02003/047092	(74) 代理人	100109830 弁理士 福原 淑弘
(87) 国際公開日	平成15年6月5日 (2003.6.5)		
(31) 優先権主張番号	60/333, 723		
(32) 優先日	平成13年11月27日 (2001.11.27)		
(33) 優先権主張国	米国 (US)		
(31) 優先権主張番号	10/067, 611		
(32) 優先日	平成14年2月4日 (2002.2.4)		
(33) 優先権主張国	米国 (US)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 直接変換受信機

(57) 【要約】

少なくとも1つの狭帯域RF信号であって、広帯域RF信号を受信するのに適した少なくとも1つの通信装置と少なくとも1つの基地局との間の伝送に適した信号をベースバンドへ変換するための方法および装置。この方法は、少なくとも1つのRF狭帯域信号を含む信号スペクトラムをベースバンドへ直接にダウンコンバートして、少なくとも1つの狭帯域RF信号を低い中間周波数 (intermediate frequency, IF) において生成されることを含む。さらに加えて、ダウンコンバートされた信号スペクトラムをデジタルで位相回転して、少なくとも1つの狭帯域RF信号を低いIFからベースバンドへ位相回転する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

受信した狭帯域および広帯域の R F 信号をベースバンドへ変換するためのコンバータであって、

広帯域 R F 信号に対応する信号スペクトラムをベースバンドへ直接にダウンコンバートし、少なくとも 1 つの狭帯域 R F 信号を含む信号スペクトラムをベースバンドへ直接にダウンコンバートし、狭帯域 R F 信号を低い I F において生成するための直接ダウンコンバータと、

前記直接ダウンコンバータに接続されていて、かつ前記少なくとも 1 つの狭帯域 R F 信号を含む前記ダウンコンバートされた信号スペクトラムを、前記低い I F からベースバンドへデジタルで位相回転するための位相ロテータとを含むコンバータ。 10

【請求項 2】

前記位相ロテータが、ローパスデシメーションフィルタを含む請求項 1 記載のコンバータ。

【請求項 3】

前記ローパスデシメーションフィルタが、有限インパルス応答フィルタである請求項 2 記載のコンバータ。

【請求項 4】

前記直接ダウンコンバータが、ゼロ中間周波数ダウンコンバータを含む請求項 1 記載のコンバータ。 20

【請求項 5】

前記位相ロテータに接続された位相アキュムレータをさらに含むコンバータであって、前記位相ロテータが前記位相アキュムレータにตอบสนองする請求項 1 記載のコンバータ。

【請求項 6】

前記位相アキュムレータが、前記低い I F とベースバンドとの差に対応する信号にตอบสนองする請求項 5 記載のコンバータ。

【請求項 7】

前記位相アキュムレータに接続されたデシメーションフィルタをさらに含む請求項 6 記載のコンバータ。

【請求項 8】

前記デシメーションフィルタに接続された可変利得増幅器をさらに含む請求項 7 記載のコンバータ。 30

【請求項 9】

前記デシメーションフィルタが、目的の前記狭帯域信号のバンド幅にほぼ対応する通過帯域を含む請求項 8 記載のコンバータ。

【請求項 10】

前記直接ダウンコンバータと位相ロテータとの間に挿入され、かつ目的の前記狭帯域信号のバンド幅と、目的の前記狭帯域信号に隣り合う少なくとも 1 つのチャンネルとにほぼ対応する通過帯域を有する第 1 のデジタルフィルタをさらに含む請求項 1 記載のコンバータ。 40

【請求項 11】

前記位相ロテータに接続され、かつ目的の前記狭帯域信号のバンド幅にほぼ対応する通過帯域を有する第 2 のデジタルフィルタをさらに含む請求項 10 記載のコンバータ。

【請求項 12】

広帯域 R F 信号を受信するための少なくとも 1 つの通信装置へ伝送するための少なくとも 1 つの狭帯域 R F 信号をベースバンドへ変換するための方法であって、

少なくとも 1 つの R F 狭帯域信号を含む信号スペクトラムをベースバンドへ直接にダウンコンバートし、少なくとも 1 つの狭帯域 R F 信号を低い I F において生成することと

ダウンコンバートされた信号スペクトラムをデジタルで位相回転し、少なくとも 1 50

つの狭帯域 R F 信号を低い I F からベースバンドへ位相回転することを含む方法。

【請求項 1 3】

前記デジタルで位相回転する前に、ダウンコンバートされた信号スペクトラムをフィルターにかけることをさらに含む請求項 1 2 記載の方法。

【請求項 1 4】

位相回転された信号スペクトラムをフィルターにかけることをさらに含む請求項 1 2 記載の方法。

【請求項 1 5】

前記デジタルで位相回転する前に、ダウンコンバートされた信号スペクトラムをフィルターにかけることをさらに含む請求項 1 2 記載の方法。

10

【請求項 1 6】

前記直接にダウンコンバートすることには、フィルタリングおよびミキシングを含む請求項 1 2 記載の方法。

【請求項 1 7】

前記フィルタリングは、

少なくとも 1 つの隣り合うチャンネル、および、

量子化雑音の少なくとも一方を取り除くためのフィルタリングを含む請求項 1 6 記載の方法。

【請求項 1 8】

前記直接にダウンコンバートすることには、少なくとも 1 つの R F 狭帯域信号を含む信号スペクトラムを、所定の周波数をもつ信号とミックスすることを含む請求項 1 2 記載の方法。

20

【請求項 1 9】

目的の狭帯域信号は所与のチャンネルによって伝送され、所定の周波数は所与のチャンネルに隣り合う請求項 1 8 記載の方法。

【請求項 2 0】

所定の周波数が、目的の狭帯域信号の周波数と、所与のバンド幅の 2 分の 1 との和にほぼ等しい請求項 1 9 記載の方法。

【請求項 2 1】

所定の周波数が、所与のチャンネルと、少なくとも 1 つの隣り合うチャンネルとの間にある請求項 1 9 記載の方法。

30

【請求項 2 2】

所定の周波数における信号が、実質的な線スペクトルを示す局部発振器信号に対応する請求項 1 8 記載の方法。

【請求項 2 3】

前記ダウンコンバーティングが、ゼロ中間周波数対応方式を使用する直接ダウンコンバーティングを含む請求項 1 2 記載の方法。

【請求項 2 4】

1 つの通信装置を使用して、広帯域 R F 信号および狭帯域 R F 信号の両者を受信するための方法であって、

40

前記広帯域 R F 信号をベースバンドへ直接にダウンコンバートすることと、

前記少なくとも 1 つの R F 狭帯域信号を含む信号スペクトラムをベースバンドへダウンコンバートして、狭帯域の R F 信号を低い I F において生成することと、

前記ダウンコンバートされた信号スペクトラムをデジタルで位相回転して、前記少なくとも 1 つの R F 狭帯域信号を、前記低い I F からベースバンドへダウンコンバートすることを含む方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、概ね、無線通信システム、とくに、狭帯域の無線周波数 (radio frequency, 50

RF)の信号をダウンコンバートすることに関する。

【背景技術】

【0002】

“高度移動電話システム”(Advanced Mobile Phone System, AMPS)アナログセルラ無線システムのような、周波数分割多重アクセス(frequency division multiple access, FDMA)のアナログセルラシステムにおいて、使用可能な周波数スペクトラムは、無線チャンネルに分割される。無線チャンネルは、例えば、送信および受信の搬送波周波数の対であって、その各々がメッセージ伝送チャンネルに対応する。各送信および受信周波数チャンネルのバンド幅は、狭帯域であり、一般に25ないし30キロヘルツである。FDMAシステムにおけるセルラサービス領域は、一般に、複数のセルへ分割され、各セルは、セル間の共通チャンネルの干渉を最小化するように選択される1組の周波数チャンネルをもつ。

10

【0003】

さらに加えて、移動電話市場の拡張およびデジタル処理の特長が、デジタルセルラの応用に多くの進歩をもたらした。移動電話において、1つの一般に使用されている通信の標準規格には、符号分割多重アクセス(Code Division Multiple Access, CDMA)がある。

【0004】

RFからベースバンドへのダウンコンバージョンを1段で達成する直接ダウンコンバージョン方式が提案されている。この例では、LO周波数およびRF搬送波を周波数において整合させ、結果の信号をベースバンドにおいて生成する。この技術では、ホモダイン受信機を使用して、1段でダウンコンバートする。このシングルダウンコンバージョン技術は、ゼロ中間周波数(Zero Intermediate Frequency, ZIF)ダウンコンバージョンと呼ばれる。しかしながら、この技術は、不要な相互変調積を生成してしまう。例えば、これは、零周波数のDC成分を生成し、ベースバンド信号のデータ内容に悪影響を与える。最初に、アナログのZIFのベースバンド信号がアナログ対デジタル(Analogue to Digital, A/D)変換によってデジタル領域へ変換されると、デジタル技術を使用して、このDC成分が取り除かれる。その後で、例えば、ビット操作によって、数学的に、DC成分を取り除くことができる。したがって、ZIFダウンコンバージョンの技術は、その簡潔さのために魅力的である。

20

【発明の開示】

30

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

CDMAシステムにおいて見られる信号のような広帯域RF信号のための直接ダウンコンバージョン方式であって、例えばAMPSアナログセルラ無線システムと接続して用いられる信号のような狭帯域信号に対応している直接ダウンコンバージョン方式を取入れた受信機を生成することが求められている。

【課題を解決するための手段】

【0006】

少なくとも1つの狭帯域RF信号であって、広帯域RF信号を受信するのに適した少なくとも1つの通信装置と少なくとも1つの基地局との間の伝送に適した信号を、ベースバンドへ変換するための方法および装置が開示される。本発明は、少なくとも1つのRF狭帯域信号を含む信号スペクトラムをベースバンドへ直接にダウンコンバートして、少なくとも1つの狭帯域RF信号を低い中間周波数(intermediate frequency, IF)において生成することと、ダウンコンバートされた信号スペクトラムをデジタルで位相回転して、少なくとも1つの狭帯域RF信号を低いIFからベースバンドへ位相回転することとを含む。

40

【0007】

本発明は、例示的で非制限的な図面を参照すると、同じ参照符号が本発明の同じ要素を同定し、よりよく理解される。

【発明を実施するための最良の形態】

50

【0008】

本発明の図および記述は、本発明の明らかな理解に係る要素を示す一方で、分かり易くするために、一般の移動通信装置に見られる多くの他の要素を省いて簡略化されていることが分かるであろう。この技術において普通の技能をもつ者には、本発明を実行するために、望ましい、または必要とされる、あるいはこの両者の他の要素があることが分かるであろう。しかしながら、このような要素は、この技術においてよく知られており、かつ本発明のよりよい理解を促さないもので、このような要素についての記述は、本明細書に与えられていない。

【0009】

ここで、図1を参照すると、移動またはセルラ電話のような移動通信装置における、例示的な携帯電話の受信機のフロントエンド10のブロック図が示されており、これは、上述で関連付けられて、取入れられた現在審査中の特許出願に詳しく記載されている。この公衆に与えられた現在審査中の特許出願については、それに関する全記述を参照すべきである。しかしながら、単に分かり易くするために、図1のブロック図に示されているフロントエンド受信機10は、本明細書において簡潔に記載される。受信機のフロントエンドは、RFアンテナ100、RF増幅器110、ゼロ中間周波数(ZIF)ダウンコンバータ120、オーバーサンブル変調器(over-sampled modulator)のような変調器130(ベースバンド(band, BB)フィルター132およびシグマデルタ変調器134を含む)、デジタルフィルター140、DCずれ消去ブロック150、シリアルバスインターフェイス(Serial Bus Interface, SBI)160、自動利得制御(Automatic Gain Control, AGC)ループ170、デジタル可変利得増幅器(Digital Variable Gain Amplifier, DVGA)180、および復調器190を含む。

【0010】

例えば基地局または第2の移動通信装置からの、符号化された広帯域RF信号は、RFアンテナ100において受信される。多段RFフロントエンド増幅器、一般に低雑音増幅器(low noise amplifier, LNA)110を使用して、広帯域信号を、その後の信号処理に十分なレベルへ増幅することができる。その後で、上述のZIF方式のような、直接ダウンコンバージョン方式を使用して、増幅された広帯域信号をベースバンドへ直接にダウンコンバートする。例えばゼロ中間周波数(ZIF)段を使用する直接ダウンコンバージョン方式が、とくに実行されているが、当業者には、他の直接ダウンコンバージョン方式が明らかであり、本発明において直ちに使用できる。

【0011】

例示のZIF段は、アナログミキサーを有する局部発振器を用いて、広帯域RF信号を低周波数のベースバンドへ直接にダウンコンバートする。ZIFダウンコンバージョン方式において、目的の広帯域信号とミックスするのに使用されるLO周波数は、搬送波周波数と実質的に同じであることが好ましい。この技術においてよく知られているように、アナログ信号のミキシングにより、目的の広帯域信号を含む差の積が生成される。本発明において、ミキシングにより低周波数成分も生成され、この低周波数成分はゼロ周波数、すなわちDCであり、目的の広帯域信号の帯域内に存在する。この低周波数成分(DC成分)は、選択されたLO周波数にしたがって、例えば、約0ヘルツないし約30キロヘルツの範囲で変化する。他の範囲は、当業者には明らかである。相当なDC成分は、ミキシング処理装置における反射からも得られる。このDC成分は低周波数であり、目的のベースバンドの広帯域信号へ加わると、目的の広帯域信号は歪んで、損なわれる。

【0012】

ダウンコンバータの出力は、第三世代オーバーサンブル変調器(third-generation over-sampled modulator, TOM)のような、変調器130へ供給される。変調器130は、アナログ信号を受取ると、ベースバンドの広帯域信号を、フィルターにかけて、さらにシグマデルタ変調を行い、目的のベースバンドの広帯域信号を、オーバーサンブルされてデルタ変調されたデジタル信号のフォーマットへ変換するように動作することが好ましい。さらに加えて、ミキサーは、同相(in-phase, I)および直角位相(quadrature-phase, Q)の

別個のデータストリームを、デジタルフィルタ140への入力として生成するように働く。

【0013】

それぞれがデジタル領域のIおよびQのデータストリームは、例えば、DCずれ消去ブロック150において、2の補数の演算を使用して処理される。DC消去回路150は、DCを消去するための多数の方式を取り入れて、組合せて用いて、有効なDCフィルタを与える。DC消去回路150は、外部制御装置によって与えられるプログラム可能な値を使用する。プログラム可能な値は、簡単な2の補数の演算のDCずれ調節を行うことが好ましい。第2のDC消去機構は、シリアルバスインターフェイス(SBI)160を介してアナログのRFのフロントエンドをデジタルで制御することによってDCのずれの微調節および粗調節を可能にするために取入れられる。一般に、SBIバスは、RFのフロントエンド10をデジタルで制御するために使用される。デジタル対アナログコンバータ(digital to analog converter, DAC)はLNA110およびZIF120内に含まれ、LNA110およびZIF120内で、SBI160の命令をアナログ制御に変換することができる。

10

【0014】

さらに加えて、DCずれ消去機能150は、自動利得制御(AGC)170回路へ刺激を与える。AGC170は、受信機のフロントエンドの特定の動作モード中に、SBI160のバスを制御することによって、デジタルの利得制御情報をデジタル可変利得増幅器(digital variable gain amplifier, DVGA)180へ供給することによって、およびデジタル位相補正情報を復調器190へ供給することによって、LNA110およびZIF120への利得を制御する。

20

【0015】

DVGA180は、DCずれ消去回路150の後で動作するとき、利得制御のためのデジタル領域を使用する。デジタル領域の利得制御は、例えば、登録された論理を使用して実行される算術演算である。この技術は、例えば、標準のヘテロダインRF受信機内のミキサの出力において、アナログの利得調節を行なうときに発生する非線形の影響の落とし穴を避ける。相互変調(inter-modulation, IM)積および信号圧縮のような非線形性は、データに歪みを加える。利得のデジタル操作は、これらの非線形性に対して影響され難い。

【0016】

関連する技術において普通の技能をもつ者には容易に分かるように、図1の受信機のフロントエンド10を取入れた装置のような移動通信装置は、比較的狭い帯域の通信システムによってサービスされる領域へローミングする(なお、“ローミング”という用語は、関連する技術において普通の技能をもつ者によって一般的に理解されている)ので、このような移動通信装置が、例えばAMPと接続して使用される信号のような狭帯域信号を使用するシステムに対応していることを保証することが望ましい。このような場合に、受信機のフロントエンド10を利用すると、例えばDCを消去するときに、狭帯域信号を不注意に減衰させてしまう。したがって、移動通信装置を、例えば、このような狭帯域信号と共に使用するとき、その性能を劣化することになる。

30

【0017】

一般に、本発明の態様にしたがうと、狭帯域のRF信号に対する支援は、目的のRFの狭帯域信号を含むスペクトラムをベースバンドへ直接にダウンコンバートして、目的の狭帯域信号を低い中間周波数(IF)において生成することによって得られる。言い換えると、本発明の態様にしたがうと、目的の狭帯域信号をベースバンドへ直接にダウンコンバートして、DC消去により信号を減衰させてしまうのではなく、単に説明のためのAMPネットワークに関して、ZIFフィルタおよびミキサを使用して、狭帯域のAMP信号を低いIFへ直接にダウンコンバートする。本発明の態様にしたがうと、ベースバンドのサンプリングおよびフィルタリングの後で、デジタルの位相回転を使用して、結果の低いIFの信号をベースバンドへ変換する。本発明の態様にしたがうと、ベースバンドにデジタルで位相回転された信号はフィルタにかけられ、例えば、隣り合うチャネ

40

50

ル、すなわち“ジャマー”から、不要な雑音を取り除かれる。言い換えると、上述のAMP Sの非限定的な例を再び参照すると、目的のダウンコンバートされたAMP S信号を、位相ロテータを使用してベースバンドへダウンコンバートして、その後で、例えば、ローパスフィルタにかける。本発明の態様にしたがつと、ベースバンドチャンネルのフィルタリングおよびDC消去の後で、この回転およびフィルタリングを行なうと、目的の狭帯域のRF信号は必要以上に減衰されない。

【0018】

ここで図2を参照すると、RF信号スペクトラム200が示されている。単に説明のために、図2に示されているスペクトラム200は、チャンネル210上の目的の狭帯域信号220、および隣り合うチャンネル230、240(ここでは、“ジャマー1”、“ジャマー2”とも呼ばれる)に制限されている。狭帯域信号220で使用するための局部発振器(LO)の信号250も示されている。LO信号250は、LO周波数 f_{LO} において実質的な線スペクトルをもつことが好ましい。本発明の態様にしたがつと、周波数 f_{LO} は、目的の狭帯域信号220とチャンネル210の帯域幅の2分の1とを加えたものの中心周波数にほぼ等しい。関連する技術において普通の技能をもつ者には明らかであるように、LO信号250および目的の狭帯域信号220をミックスすると、目的の狭帯域信号220はゼロ以外の低い中間周波数にダウンコンバートされる。本発明の態様にしたがつと、周波数 f_{LO} は、信号220または隣り合うチャンネル、例えば230、240のスペクトラムとオーバーラップする。関連する技術に普通の技能をもつ者には容易に理解されるように、I/Qの位相および振幅の不整合のために、LO信号の鏡映260は、 $-f_{LO}$ 周波数、すなわち $-f_{LO}$ において現れ、信号220およびチャンネル230、240の鏡映も現れることに注意すべきである。

【0019】

ここで、さらに図3を参照すると、図2に関連して記載したように、信号220を低いIF周波数 f_{IF} へダウンコンバートすることによって生成される信号220'のスペクトラムが示されている。図3には、信号230をダウンコンバートすることによって生成されるスペクトラム230'、信号240をダウンコンバートすることによって生成されるスペクトラム240'、および図1に関連して記載したデルタ-シグマ変調から得られるデルタ-シグマコンバータの量子化雑音250も示されている。図3には、信号220およびチャンネル230、240をそれぞれダウンコンバートおよびアンチエイリアシングフィルタリングするとき、IチャンネルとQチャンネルとの利得および位相の不整合のために生成される信号222'、232'、242'のスペクトラムも示されている。しかしながら、例えば、第1のデジタルフィルタ140を使用すると、静的な利得の不整合を少なくとも部分的に補償できることが分かる。この技術において普通の技能をもつ者には明らかであるように、チャンネル210の中心からずれるように f_{LO} を選択することによって、スペクトラム220'はベースバンド周波数0から同様にずれる。

【0020】

説明のために、図3には、第1のデジタルフィルタ140のマスクのスペクトラム270も示されている。本発明の態様にしたがつと、第1のデジタルフィルタ140は、量子化雑音、および隣り合うチャンネルまでも、さらに隣り合うチャンネルの隣り240(ジャマー2)を含めて、少なくとも部分的に取り除くように働く。本発明の態様にしたがつと、第1のデジタルフィルタ140は、十分に幅広いスペクトラムを通すので、隣り合うチャンネル230(ジャマー1)のダウンコンバージョンから生成されるスペクトラム230'は取り除かない。本発明の態様にしたがつと、デルタ-シグマ変換の前に、アンチエイリアシングフィルタリングを行なうと、隣り合うチャンネルの隣り240(ジャマー2)を減衰する。

【0021】

本発明の態様にしたがつと、信号220'を、隣り合うチャンネル230'(ジャマー1)と一緒に、デジタル回転してベースバンドへ下げる。結果のスペクトラムは図4に示されている。さらに図4を参照すると、信号220'の位相回転から生成されるスペクトラム220''、および信号230'の位相回転から生成されるスペクトラム230''が示されている。本発明の態様にしたがつと、隣り合うチャンネル230(ジャマー1)に対応する信号230''は、第2の

デジタルフィルタマスクを使用して減衰される。本発明の態様にしたがうと、第2のデジタルフィルタマスクは、信号220をダウンコンバートして位相回転した信号、すなわち信号220'に対応するバンド幅300を通す。図4に示されているように、例えば、量子化および不整合による残留雑音310は、実質的に平坦なスペクトラムである。この残留雑音のスペクトラムは他の形であってもよいことが分かるであろう。

【0022】

ここで図5を参照すると、低いIFの位相ロテータ400、位相アキュムレータ410、およびローパスデシメーションフィルタ420間の相互関係を示すブロック図が示されており、ローパスデシメーションフィルタ420は、ダウンコンバートされた信号スペクトラム220'をベースバンドへ回転して、信号スペクトラム220'を供給するのに適している。本発明の態様にしたがうと、位相ロテータ400、位相アキュムレータ410、およびローパスデシメーションフィルタ420は、図1のDCずれ消去ブロック150と図1のDVGA180との間に挿入することができる。

10

【0023】

動作中に、LNA110の利得が変わると、位相が不連続になることが分かるであろう。本明細書に記載されているような位相ロテータを使用して、位相を補償すると、この不連続性が低減するように働くことが分かるであろう。関連する技術において普通の技能を有する者には、一般の位相ロテータと、その実行および使用とが十分に理解されることが分かるであろう。

【0024】

しかしながら、説明のために、位相アキュムレータ410は、実行される位相回転に対応するアキュムレータ410のステップング値を示す入力を通信用線412上で受信する。例えば、30キロヘルツのバンド幅をもつ狭帯域信号の場合は、ステップング値は、その約2分の1、すなわち15キロヘルツに相当する。位相アキュムレータ410は、受信信号の、時間にしたがって変化する位相ずれを追跡し、到来信号の各デジタルサンプルに対する動的な位相ずれを計算するように働く。各サンプルの位相がずれると、到来信号の周波数がずれる。位相アキュムレータ410は、入力412上で受信したステップ値の累算に相当する出力を供給する。本発明の態様にしたがうと、入力412は16ビットの形をとり、一方で、出力414は14ビットのデジタルデータの形をとる。

20

【0025】

位相ロテータ400は、位相アキュムレータ410の出力414に基づく初期回転ブロック(initial rotation block, INIT ROT)402、座標回転デジタルコンピュータ(COordinate Rotation Digital Computer, CORDIC)404、およびサインブロック406を含む。もちろん、CORDICの実行および使用も関連する技術において十分に理解される。CORDICは $\pm 90^\circ$ でシフトするといった十分に証明された制限のために、初期回転ブロック402は、この範囲外の回転をこの範囲内へ変換する。サインブロック406は、CORDIC404の動作の後で実行され、この初期回転を本質的に取り消す。本発明の態様にしたがうと、CORDIC404は、最初に回転され、かつ位相アキュムレータ410の出力414に基づく値を受信する。本発明の態様にしたがうと、CORDIC404は、例えば、DCずれ消去ブロック150(図1参照)から、120キロヘルツのレートで、Iチャンネルデータ401の18ビットおよびQチャンネルデータ403の18ビットも受信する。反復CORDIC404は、位相アキュムレータ410からの累算された位相を使用し、例えば、ルックアップテーブル(Lookup Table, LUT)を使用することによって、動的な位相ずれ、すなわち低いIFからベースバンドへの周波数変換を実行し、Iチャンネルデータの18ビットおよびQチャンネルデータの18ビットを信号405、406としてローパスフィルタ420へ供給する。本発明の態様にしたがうと、ローパスフィルタ420は、無限インパルス応答(Infinite Impulse Response, IIR)デシメーションフィルタの形をとり、IIRデシメーションフィルタは、フィルタリングおよびデシメーションを行って、例えば、約40キロヘルツのレートで、Iチャンネルデータ421の18ビットおよびQチャンネルデータ422の18ビットを供給する。このデータは、例えば、DVGA180(図1参照)へ供給することができる。本発明

30

40

50

の態様にしたがうと、フィルタ-420は、上述の第2のデジタルフィルタの機能を実行する。本発明の態様にしたがうと、IIRフィルタ-420は、プログラム可能なフィルタの形をとることができる。

【0026】

ここで、さらに図6を参照すると、本発明の態様にしたがって、図5の位相ロテータ400および位相アキュムレータ410を実行するのに適した回路500の模式図が示されている。ここでも、回路500は、単に、本発明にしたがって使用するための適切な位相ロテータおよびアキュムレータの例であり、位相ロテータ、アキュムレータ、およびCORDICは、関連する技術において普通の技能をもつ者には十分に理解されることが分かるであろう。

10

【0027】

回路500は、上述のステッピング値を受信するための入力502を含む。入力502は、加算接合への2つの入力的一方として接続される。加算接合の出力は、フリップフロップ506への入力として供給される。フリップフロップ506の出力は、加算接合504への第2の入力として供給される。

【0028】

図5および図6の非制限的に示されている事例では、16ビットのデータが入力502へ供給される。この同じ非制限的な例では、フリップフロップ506からの11個の最上位ビットの出力が加算接合508へ供給される。加算接合508は、マルチプレクサ510から、複数の位相のずれた値の多重化された出力を示す入力も受信する。加算接合508は、サイン拡張ブロック512へ出力を供給する。さらに加えて、加算接合508からの出力の2つの最上位ビットは、OR論理ゲート514への入力として供給され、OR論理ゲート514は、フリップフロップ516への入力へ供給される。フリップフロップ516は、その出力として信号518(“quad”)を供給する。

20

【0029】

サイン拡張ブロック512を再び参照すると、これは、出力をマルチプレクサ520へ供給する。マルチプレクサ520は、フリップフロップ522への入力を供給する。フリップフロップ522は、その出力として信号524(“sign0”)を供給する。信号524は、加算器/減算器526への制御信号として供給され、加算器/減算器526は、その入力において、信号524を、ルックアップテーブル(look-up table, LUT)528からの信号と共に受信する。ルックアップテーブル528は、一般的に理解されているように、種々の位相ずれと関係付けられている値を含む。加算器/減算器526の出力は、別の加算器/減算器530の入力として、および加算器/減算器530への制御入力に供給される信号532(“sign1”)として供給される。ここでも、ルックアップテーブル528からの信号が、加算器/減算器530へ供給される。加算器/減算器530の出力は、マルチプレクサ520への別の入力として供給される。示されている事例では、14ビットのデータとして供給される。

30

【0030】

さらに図6を参照すると、入力532および534は、例えば、図1のDCずれ消去ブロック150から、IおよびQデータを供給する。入力532および534は、マルチプレクサ536、538へそれぞれ接続されている。マルチプレクサ536、538の出力は、フリップフロップ540、542へそれぞれ供給される。フリップフロップ542、540の出力は、右シフトレジスタ544、546へそれぞれ供給される。シフトレジスタ544、546は、入力された値を右へ“n”桁分、論理的にずらす(なお、“n”は所定値である)。レジスタ544、546は、入力532、534がデータを受信するクロックレートに対応して、制御入力(control input, CNT)548にตอบสนองする。フリップフロップ540、542の出力は、加算器/減算器550、552の入力としてもそれぞれ供給される。シフトレジスタ-544、546の出力は、加算器/減算器550、552への入力としても供給される。加算器/減算器550、552は、信号524(“sign0”)にตอบสนองする。

40

【0031】

加算器/減算器550、552の出力は、加算器/減算器554、556へそれぞれ供給される。加算器/減算器550、552の出力は、右シフトレジスタへもそれぞれ供給される。本発明の

50

態様にしたがうと、シフトレジスタ-558は、入力された値を、例えば、 $n + 2$ 桁分ずらし、一方でシフトレジスタ-560は、入力された値を、例えば、 $n + 1$ 桁分ずらす。シフトレジスタ-558、560の出力は、加算器/減算器554、556への入力としてそれぞれ供給される。加算器/減算器554、556は、信号532(“sign1”)にตอบสนองする。加算器/減算器554、556の出力は、マルチプレクサ-558、560への入力として、それぞれ供給される。マルチプレクサ-558、560の出力は、加算接合562、564へそれぞれ供給される。加算接合562、564は、プリセットされた定数および信号518(“quad”)も受信する。加算接合562、564の出力は、例えば、デジタルフィルタ-またはD V G Aの入力としても供給される。

【0032】

本発明の態様にしたがうと、フリップフロップ522、540、および542は、入力532、534上でデータが受信されるレートよりも早いレートで実行される。例えば、入力532、534を使用して、120キロヘルツのレートで、データを受信するとき、これらのフリップフロップは、720キロヘルツのレートで動作することができる。関連する技術において普通の技能をもつ者には容易に分かるように、これは、結果ごとに多数の反復を行うことができる。

10

【0033】

本発明は、好ましい形態において個々にある程度、記載および図示されているが、好ましい形態の開示は例示的に提示されており、かつ部分およびステップの構成、組合せ、および配置の詳細には、権利を主張している本発明の意図および技術的範囲から逸脱しないならば、多数の変更を加えることができることが分かるであろう。

20

【図面の簡単な説明】

【0034】

【図1】例示的な携帯電話受信機のフロントエンドのブロック図。

【図2】RFの狭帯域信号を、隣り合うチャンネルと共に示した図。

【図3】本発明の態様にしたがって、低い中間周波数へダウンコンバートし、さらにアナログ対デジタル変換した後の、図1の信号を示す図。

【図4】本発明の態様にしたがって、ベースバンド周波数へ変換した後の、図2の信号を示す図。

【図5】本発明で使用するのに適したDFMの低いIFの位相ロテータおよびローパスフィルタを示すブロック図。

30

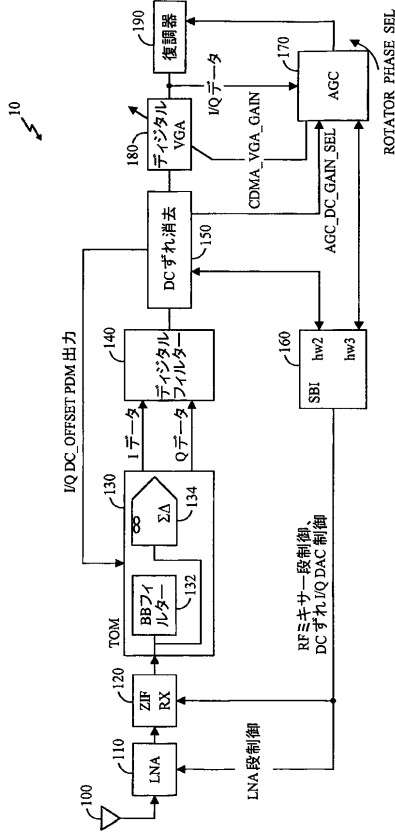
【図6】図5のDFMの位相ロテータおよびローパスフィルタの模式図。

【符号の説明】

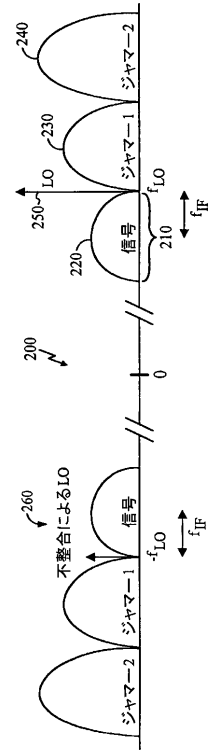
【0035】

10・・・フロントエンド、200・・・RF信号スペクトラム、500・・・回路、502,532,534・・・入力、504,508,562,564・・・加算接合、506,516,522,540,542・・・フリップフロップ、510,520,536,538,558,560・・・マルチプレクサー、514・・・OR論理ゲート、518,524,532・・・信号、526,530,550,552,554,556・・・加算器/減算器、528・・・ルックアップテーブル、544,546,558,560・・・シフトレジスタ、548・・・制御入力。

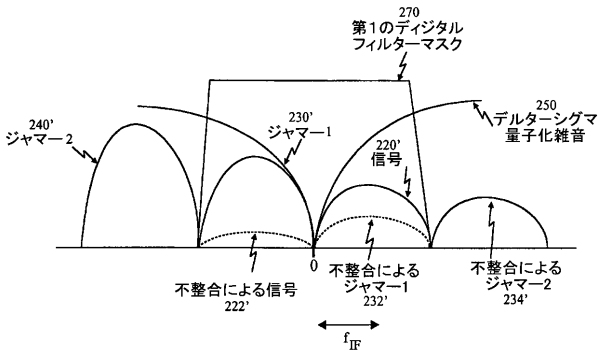
【 図 1 】



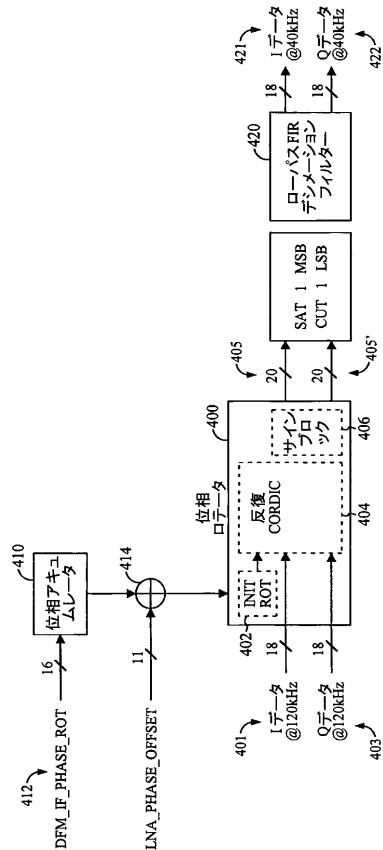
【 図 2 】



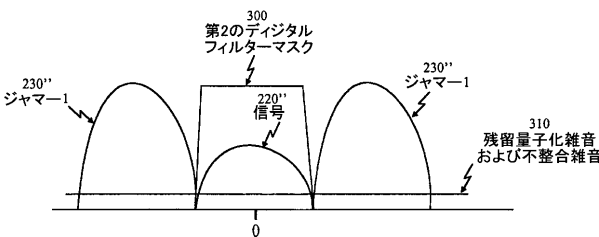
【 図 3 】



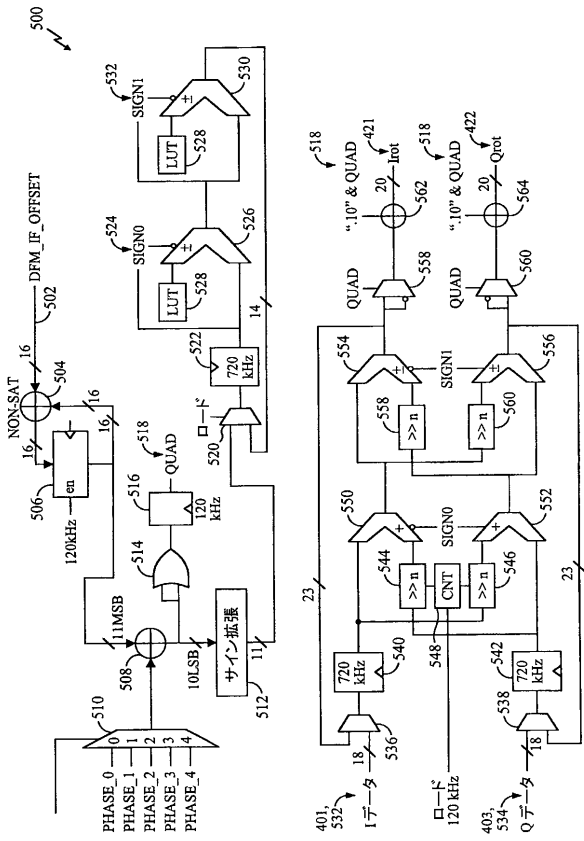
【 図 5 】



【 図 4 】



【 図 6 】



【 国際調査報告 】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT		Int'l Application No PCT/US 02/38343
A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER IPC 7 H03D3/00		
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. FIELDS SEARCHED		
Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) IPC 7 H03D		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched		
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used) EPO-Internal		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	US 6 144 708 A (H. MARUYAMA) 7 November 2000 (2000-11-07) column 4, line 10 -column 5, line 22; figure 1	1-24
X	GB 2 348 345 A (NEC CORP.) 27 September 2000 (2000-09-27) page 17, line 16 -page 20, line 13; figure 2	1,12,24
A	US 5 734 683 A (J. HULKKO) 31 March 1998 (1998-03-31) column 3, line 48 -column 4, line 60; figure 1	1-24
A	EP 1 067 674 A (MOTOROLA INC.) 10 January 2001 (2001-01-10) page 4, line 31 -page 5, line 31	1-24
	-/--	
<input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of box C.		<input checked="" type="checkbox"/> Patent family members are listed in annex.
* Special categories of cited documents :		
A document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance		*T* later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
E earlier document but published on or after the international filing date		*X* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
L document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)		*Y* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.
O document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means		*Z* document member of the same patent family
P document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed		
Date of the actual completion of the international search 1 September 2003		Date of mailing of the international search report 11/09/2003
Name and mailing address of the ISA European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl, Fax: (+31-70) 340-3016		Authorized officer Butler, N

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Inter	Application No
	PCT/US 02/38343

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US 5 517 689 A (M. HAYASHIHARA) 14 May 1996 (1996-05-14) column 7, line 13 -column 9, line 12; figure 1 ---	1-24
A	WO 97 08842 A (PACIFIC COMMUNICATION SCIENCES INC.) 6 March 1997 (1997-03-06) page 13, line 5 -page 18, line 5; figures 2-4 ---	1-24
A	US 5 787 125 A (J. MITTEL) 28 July 1998 (1998-07-28) column 4, line 34 -column 5, line 23; figure 2 -----	1-24

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No
PCT/US 02/38343

Patent document cited in search report		Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 6144708	A	07-11-2000	JP 10327204 A	08-12-1998
GB 2348345	A	27-09-2000	JP 3206581 B2	10-09-2001
			JP 2000216839 A	04-08-2000
			JP 3204239 B2	04-09-2001
			JP 2000244592 A	08-09-2000
			US 6310513 B1	30-10-2001
US 5734683	A	31-03-1998	FI 933989 A	11-03-1995
			DE 69422109 D1	20-01-2000
			DE 69422109 T2	31-05-2000
			EP 0643477 A2	15-03-1995
			ES 2141803 T3	01-04-2000
			JP 7154344 A	16-06-1995
EP 1067674	A	10-01-2001	EP 1067674 A1	10-01-2001
			CN 1358348 T	10-07-2002
			DE 69908577 D1	10-07-2003
			WO 0103285 A1	11-01-2001
US 5517689	A	14-05-1996	JP 6077737 A	18-03-1994
WO 9708842	A	06-03-1997	US 5828955 A	27-10-1998
			WO 9708842 A1	06-03-1997
US 5787125	A	28-07-1998	NONE	

フロントページの続き

(81) 指定国 AP(GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), EA(AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), EP(AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, SK, TR), OA(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG), AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, N O, NZ, OM, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW

(74) 代理人 100084618

弁理士 村松 貞男

(74) 代理人 100092196

弁理士 橋本 良郎

(72) 発明者 セバーソン、マシュー・エル

アメリカ合衆国、カリフォルニア州 9 2 0 5 7、オーシャンサイド、ロガンベリー・ウェイ 5
4 4 7

(72) 発明者 カン、インユブ

アメリカ合衆国、カリフォルニア州 9 2 1 3 0、サン・ディエゴ、カレ・イサベリノ 4 2 5 7

(72) 発明者 ラグパシー、アルン

アメリカ合衆国、カリフォルニア州 9 2 1 2 6、サン・ディエゴ、カミニト・アルバレス 1 0
6 6 7

F ターム(参考) 5K004 AA05 AA08 FH01 JH01

5K022 EE01 EE31