

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4108922号
(P4108922)

(45) 発行日 平成20年6月25日(2008.6.25)

(24) 登録日 平成20年4月11日(2008.4.11)

(51) Int.Cl.

H04L 27/22 (2006.01)
H04L 27/38 (2006.01)

F 1

H04L 27/22
H04L 27/38F
G

請求項の数 22 (全 10 頁)

(21) 出願番号 特願2000-504652 (P2000-504652)
 (86) (22) 出願日 平成10年7月8日(1998.7.8)
 (65) 公表番号 特表2001-511613 (P2001-511613A)
 (43) 公表日 平成13年8月14日(2001.8.14)
 (86) 國際出願番号 PCT/US1998/014093
 (87) 國際公開番号 WO1999/005781
 (87) 國際公開日 平成11年2月4日(1999.2.4)
 審査請求日 平成17年7月7日(2005.7.7)
 (31) 優先権主張番号 08/899,879
 (32) 優先日 平成9年7月24日(1997.7.24)
 (33) 優先権主張国 米国(US)

(73) 特許権者 502086784
 エリクソン インコーポレイテッド
 E R I C S S O N I N C .
 アメリカ合衆国 テキサス州 75024
 , ブラノ, レガシー ドライブ 63
 00
 6300 Legacy Drive, P
 lan o, Texas 75024, U .
 S. A.
 (74) 代理人 100076428
 弁理士 大塚 康徳
 (74) 代理人 100101306
 弁理士 丸山 幸雄

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】広帯域 I F 信号の直交ベースバンド信号への変調方法及びその装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

受信信号を受信するための無線受信機であって、
 受信信号に基づく正規化信号を提供するリミッタと、
 正規化信号の正規化 I、Q 成分を提供するために正規化信号と一対になった直交信号生成回路と、
 受信電界強度を表す R S S I 信号を提供する受信電界強度回路と
 R S S I 信号と正規化 I、Q 成分を混合するための混合器とを備え、
 前記直交信号生成回路が前記正規化信号の高周波数成分を除去するためのデジタルフィルターを含むことを特徴とする無線受信機。

【請求項 2】

前記直交信号生成回路が所定のレートで前記正規化信号を標本化する複素標本化回路を含むことを特徴とする請求項 1 に記載の無線受信機。

【請求項 3】

前記複素標本化回路が前記正規化信号を前記正規化信号の周波数の $4 / (2n + 1)$ 倍 (n は 0 以上の整数) の標本化率で標本化することを特徴とする請求項 2 に記載の無線受信機。

【請求項 4】

前記複素標本化回路がインターリープ正規化 I、Q 成分を提供することを特徴とする請求項 2 に記載の無線受信機。

10

20

【請求項 5】

前記直交信号生成回路が前記インターリープ正規化 I、Q 成分を整列するための整列回路を含むことを特徴とする請求項 4 に記載の無線受信機。

【請求項 6】

前記整列回路が前記正規化 I、Q 成分を提供するために前記インターリープ正規化 I、Q 成分を補間することを特徴とする請求項 5 に記載の無線受信機。

【請求項 7】

前記 R S S I 信号を所定の標本化率で標本化する標本化回路を更に含むことを特徴とする請求項 2 に記載の無線受信機。

【請求項 8】

所定の範囲で前記 R S S I 信号標本をもたらすための A G C 回路をさらに備えることを特徴する請求項 7 に記載の無線受信機。

10

【請求項 9】

前記混合器が、前記 R S S I 信号標本とそれに対応する前記正規化 I、Q 成分の積に一致する数値を提供するためのルックアップテーブルであることを特徴とする請求項 8 に記載の無線受信機。

【請求項 10】

I F 信号を複素ベースバンド信号に変換する装置であって、I F 信号を正規化し、正規化される振幅量を決定する正規化回路と、

正規化 I F 信号に基づく正規化 I、Q 成分を生成する回路と、

20

正規化 I、Q 成分と正規化された振幅量を、所望の振幅を持つスケーリングされた I、Q 成分を決定するために混合する混合器とを備え、

前記正規化 I、Q 成分を生成する回路が、前記正規化 I F 信号の高周波数成分を除去するためのデジタルフィルターを含むことを特徴とする装置。

【請求項 11】

前記正規化回路が制限増幅器であることを特徴とする請求項 10 に記載の装置。

【請求項 12】

前記正規化回路がフィードバック自動利得増幅器であることを特徴とする請求項 10 に記載の装置。

【請求項 13】

30

前記正規化 I、Q 成分を生成する回路が、前記正規化 I F 信号を所定の標本化率で標本化する複素標本化回路を含むことを特徴とする請求項 10 に記載の装置。

【請求項 14】

前記所定の標本化率が、前記 I F 信号の周波数の $4 / (2n + 1)$ 倍 (n は 0 以上) であることを特徴とする請求項 13 に記載の装置。

【請求項 15】

前記複素標本化回路がインターリープ正規化 I、Q 成分を生成することを特徴とする請求項 13 に記載の装置。

【請求項 16】

前記整列回路が連続する I、Q 成分を補間することでインターリープ正規化 I、Q 成分をお互いに整列させることを特徴とする請求項 15 に記載の装置。

40

【請求項 17】

I F 信号を複素ベースバンド信号に変換する方法であって、I F 信号を正規化し、その振幅を決定する工程と、

正規化 I F 信号に基づく正規化 I、Q 成分を生成する工程と、

I F 信号の振幅を正規化 I、Q 成分と混合する工程とを備え、

前記正規化 I F 信号が、その高周波数成分を除去するためにデジタル的にフィルタリングされることを特徴とする方法。

【請求項 18】

前記 I F 信号が制限増幅器により正規化されることを特徴とする請求項 17 に記載の方

50

法。

【請求項 19】

前記正規化 I、Q 成分が所定の標本化率で前記 I F 信号を複素標本化することによって生成されることを特徴とする請求項 17 に記載の方法。

【請求項 20】

前記所定の標本化率が前記 I F 信号の周波数の $4 / (2n + 1)$ 倍 (n は 0 以上) であることを特徴とする請求項 19 に記載の方法。

【請求項 21】

前記複素標本化によりインターリープ正規化 I、Q 成分が生成されることを特徴とする請求項 19 に記載の方法。

10

【請求項 22】

前記インターリープ正規化 I、Q 成分が連続する I、Q 成分を補間することによりお互いに整列することを特徴とする請求項 21 に記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

背景

本発明は、一般に無線周波数 (RF) 受信機の分野に関する。詳細には、複素ベースバンド信号であって、直交ベースバンド信号としても知られている信号を、広帯域 I F 信号から生成するための方法及び装置に関する。

【0002】

変調された情報、例えば音声情報を回復するためには、無線受信機は、受信したRF信号を、周波数、振幅もしくは位相復調技術のような周知の復調技術によって処理しなければならない。強力なDSPの出現によって、現代の無線受信機は、受信信号の数値表現に依存するデータ処理技術を利用して、より効果的に受信信号を復調することができる。受信信号を処理するために、ほとんどのデジタル復調技術は、複素成分を有する複素ベースバンド信号を生成する。これらの複素成分は、位相 (I) 及び同相 (Q) 成分として知られ、受信信号の振幅、位相及び周波数情報を伝えるとともに、受信機のDSPが I、Q 成分の数値を処理することにより変調された情報を回復するのに役立つ。

20

【0003】

受信信号の複素成分を生成するための方法は様々なものが知られている。その一つは、I F 信号を受信機が生成したお互いに 90 度位相がずれている参照信号のセットとミキシングすることにより、受信信号をその複素成分に変換する方法である。セパレートミキサーは、I F 信号の I、Q 成分を備える複素ベースバンド信号を生成するために、I F 信号を正弦波または余弦波としても知られた参照信号とミックスする。

30

【0004】

一般に、ミキサーは CMOS 集積回路技術で組み立てられている。CMOS 技術固有の組み立ての不整合より、ミキサーは入力信号がない場合でも対応出力に DC オフセット電圧を誘発してしまう。これらの DC オフセット電圧はミキサーのダイナミックレンジを減少させることになり、デジタル信号処理結果に悪影響を及ぼすことになる。従来の受信機のいくつかは、自動利得制御 (AGC) 回路をミキサーの入力部に有していて、ミキサーの出力が最適な範囲に維持される。しかしながら、受信された RF 信号のほとんどは、一般に伝搬経路内の障害物によりランダムになるので、AGC 回路の増幅レベルを正確には予測しがたい。それゆえ無線受信機への AGC 回路の実装は極端に複雑となる。

40

【0005】

別の従来方法は、I 及び Q 成分を提供するために、正規化 I F 信号に含まれる位相情報及び受信信号の振幅に依存するものである。この極座標方法は、米国特許第 5 0 4 8 0 5 9 号に記載されている。受信信号を中間周波数にダウンコンバーティングした後、この方法を組込んだ無線受信機は、最終増幅段階で正規化 I F 信号を生成する直列増幅段階を含むリミッタで I F 信号を制限する。それぞれの段階で、検出器は対応する段階における出力レベルを検出する。全ての直列段階からの出力レベルは、お互いに合計されて I F 信号振

50

幅の対数値が生成される。それと同時に、リミッタの最終段階飽和出力は、位相情報を含む方形波であるが、正規化 I F 信号の位相を検出する位相検出器に与えられる。受信機の D S P は、 I F 信号の位相及び振幅に基づき、位相及び振幅情報を極座標系からカルテシアン座標系へ変換することにより、 I Q 成分を決定する。

【 0 0 0 6 】

従来方法における位相検出器は、参照信号に対する正規化 I F 信号のゼロ交叉区間を検出することにより位相変位を決定する。ゼロ交叉区間は、位相変位が検出される解像度に一致する所定のレートで正規化 I F 信号をサンプリングすることにより検出される。サンプリングレートをあげることにより、位相検出器はよりよい解像度で位相変位を検出する。例えば、1度の位相解像度にするには、サンプリングレートは中間周波数の 360 倍でなければならない。結果として、許容できる位相解像度を得るには、サンプリングレートは本方式下において実質的に I F 信号周波数より高くなる。符号分割多重アクセス (C D M A) 方式のような広帯域無線受信機の導入により、 C D M A 無線受信機の I F 信号周波数は 5 - 10 MHz の範囲内になるであろう。それゆえ、正規化広帯域 I F 信号の位相変位を上記の従来技術を利用して検出するには、相当量の電流を必要とする高価な高周波数クロック回路によって提供される高サンプリングレートが要求される。バッテリ動作の携帯無線受信機では、電流源に限界があり、そのようなクロッキング回路の高電流は、広帯域 I F 信号の I 及び Q 成分を提供するための従来の位相検出器の使用を制限する原因となってしまう。それゆえ、高周波数クロック回路によって相当の電流が必要とされない、広帯域 I F 信号の I 及び Q 成分を提供するコストの見合う方法が要求される。

10

20

【 0 0 0 7 】

要約

本発明はこの要求を満たすものであり、無線受信機として例示されえる。

受信 I F 信号の正規化 I 、 Q 成分を生成し、受信 I F 信号の振幅を正規化 I 、 Q 成分と混合させることにより複素ベースバンド信号を提供するものである。

【 0 0 0 8 】

本発明の一態様によれば、無線受信機は受信信号を I F 信号に変換する。無線受信機は受信信号に基づく正規化 I F 信号を提供するリミッタを有する。直交信号生成回路は、本発明の好適な実施形態においてフィルターと複素サンプリング回路を有するが、正規化 I 、 Q 成分を提供するために正規化 I F 信号と対になる。受信電界強度回路は受信信号の強度を示す R S S I (受信電界強度) 信号を提供する。 R S S I 信号及び正規化 I 、 Q 成分は、複素ベースバンド信号を生成するために混合器によって混合される。

30

【 0 0 0 9 】

本発明のこの態様のより詳細な特徴のいくつかによれば、直交信号生成回路のフィルターは、アナログフィルターでもデジタルフィルターでもよいが、正規化 I F 信号の高周波成分を除去する。複素標本化回路は、好ましくは、 I F 信号の周波数の $4 / (2n + 1)$ 倍の所定のレートで正規化 I F 信号を標本化する。ここで、 n は 0 以上の整数である。この場合、複素標本化回路は整列回路により互いに整列されたインタリーブ正規化 I 、 Q 成分を提供する。典型的な実施形態においては、整列回路は、正規化 I 、 Q 成分の提供の為に連続的な I 、 Q 成分を補間する。 R S S I 信号はまた、 R S S I 信号サンプルを所定の範囲内でもたらすために A G C 回路に与えられる R S S I 標本を使って所定のレートで標本化される。典型的な混合器は R S S I 信号サンプルと対応する正規化 I 、 Q 成分の積と一致する数値を提供するルックアップテーブルである。

40

【 0 0 1 0 】

本発明の別の態様によれば、 I F 信号を正規化しその振幅を決定する、 I F 信号を複素ベースバンド信号に変換する方法と装置が開示されている。

正規化された I F 信号に基づき、本発明のこの態様における方法及び装置は、複素ベースバンド信号の I 、 Q 成分を提供するために、正規化 I 、 Q 成分を生成し、 I F 信号の振幅を正規化 I 、 Q 成分と混合させる。

【 0 0 1 1 】

50

本発明の他の特徴および利益は、例示的に本発明の原理を図示した添付図面と共に以下の好適な実施形態についての説明から明らかになるものであろう。

【0012】

詳細な説明

図1は、本発明の一の実施形態に対応した無線受信機10のブロック図を示すものである。無線受信機10は、RF信号をアンテナ12を介して受信し、それをRF/IFセクション14へ与える。受信したRF信号は、適切に情報源から転送された情報とともに変調されている。典型的な実施形態において、RF信号は、無線受信機へ音声メッセージを送信するユーザーによって操作されている無線送信機(不図示)から送信された符号化された音声情報と共に変調されている。RF/IFセクション14は、受信機に選択性を与えるものであるが、RF信号をダウンコンバートして所定の中間周波数のIF信号を与える。

10

【0013】

典型的実施形態においては、受信RF信号は、米電子通信工業会(TIA)Interim Standard95 (IS-95standard)を備えるチップレート1.2288MHzのCDMA信号である。好ましくは、中間周波数はチップレートの6倍に選択される。発明の背景で説明した理由により、適切な解像度の位相信号を生成するために極端に高いサンプリングレートを要求する従来方法からすれば、そのような広帯域IF信号のI、Q成分を生成することは評価に値する。例えば、従来の位相検出器は、参照信号に対応して、30度の位相解像度しか持たず、チップレートの72倍のクロックもしくは100MHzでゼロ交叉のタイミングが生成されていた。後に詳細に述べるように、制限されたIF信号の位相を決定する変わりに、無線受信機10は、正規化IF信号をチップレートの約8倍の非常に低いレートもしくは10MHzでサンプリングすることにより正規化I、Q成分を生成する。本発明は、複素ベースバンド信号のI、Q成分を生成するために正規化I、Q成分をIF信号の振幅と混合させる。

20

【0014】

本発明によれば、RF/IFセクション14から供給されるIF信号は、制限増幅器18に与えられる。制限増幅器18は所定の数の直列増幅段階19を有し、それぞれの段階は所定の利得を有する。増幅段階19の利得は、強いIF信号が初期の増幅段階で飽和するように、及び弱いIF信号が後続の増幅段階19で飽和するように選択される。結果として、制限増幅器18は、方形波の正規化IF信号を生成する。図1に示す実施形態によれば、正規化IF信号は、高周波成分を除去するためにアナログフィルター20に与えられる。結果として、アナログフィルター20は、これはバンドパスフィルターもしくは、ローパスフィルターであるが、方形波の正規化IF信号を変調された受信信号の位相情報を含む正弦波へ変換する。

30

【0015】

アナログフィルター20の出力における正弦波正規化IF信号は、正規化I、Q成分の数値を供給する直交生成器24を含む複素サンプリング回路22へあたえられる。そのような複素サンプリング回路の一つは、米国特許第4888557号に記載されている。クロック回路21を使って、複素サンプリング回路22は正規化IF信号を実質的に中間周波数の4/(2n+1)倍に等しいサンプリングレートで標本化する。ここで、nは0以上の整数である。好適な実施形態において、正規化IF信号のサンプリングレートは、中間周波数の4/3倍もしくは、チップレートの8倍に選択される。複素サンプリング回路22は、量子化され、正規化されたI、Qサンプルがインターリープされるようなスタガ方法で正規化IF信号を標本化する。量子化され、正規化されたI、Qサンプルは、お互いに打ち消し合うような別のI、Qサンプルを含むかも知れない。例えば、複素サンプリング回路の出力は、I、Q(bar)、I(bar)、Qのシーケンスである。本発明は、後続の補間段階におけるI、Qサンプルの相殺に適応する。

40

【0016】

量子化器24の出力は、インターリープされた正規化I、Q成分を互いに整列するための

50

整列回路 26 に与えられる。整列回路 26 は、周知の補間手法により I、Q 成分を整列する補間回路でもありえる。簡単な補間手法は、I、Q の値を中央二値の中間で計算するために、二つの連続した正規化 I 成分と、Q 成分を混合するものであり、これによりお互いにインターリブされた I、Q 成分を時間整列する。この方法では、整列回路 26 の出力は、共通の瞬時にあわせて参照された受信信号の正規化 I、Q 成分を備える。上記の説明のように、時間整列回路は I、Q サンプルを相殺するのに適応する。従って、フィルター 20、複素サンプリング回路 22 及び整列回路 26 は、正規化 I F 信号の正規化 I、Q 成分を生成する直交信号生成回路 27 を構成する。

【 0017 】

それぞれの増幅段階 19 では、制限増幅器 18 は、対応する段階の出力で信号振幅を表す DC 信号を生成する、DC 信号ダイオード 28 のような多くの振幅検出器を有する。検出器からの出力は周知の手法により、受信信号の振幅を対数値で表す受信電界強度 (RSSI) 信号を生成するために、お互いに合計される。RSSI 信号は、クロック 21 を利用し、各サンプリング例において受信信号を数値化するためにチップレートの 8 倍でそれを標本化する、標本化 / 量子化回路 32 へ与えられる。RSSI 信号のダイナミックレンジは高いかもしないので、量子化された RSSI 信号の表現には多くのビット数が必要とされるであろうから、結果として消費電力が高くなる。低消費電力するために、フィルター 31 は量子化器 32 の前に配置される。フィルター 31 は本質的には、連続するサンプルの差分をとるように動作をする。RSSI は短い時間内で著しい変化をすることはないので、フィルター 31 は、ダイナミックレンジの低い RSSI 信号を提供することができ、少ないビット数で量子化できる。

【 0018 】

量子化 RSSI 信号は、ライン 38 上に変形 RSSI 信号を提供するために AGC 回路 36 に与えられる。AGC 回路は差分フィルター 31 を補償するために、RSSI 値を再積分することができる。典型的な AGC 回路 36 は、量子化 RSSI 信号が所望のレンジ内に維持されるようにゆっくりと減算を行う。減算値は、CDMA 信号の総量に従い I F 帯域幅における総受信電力に基づき決められる。

【 0019 】

変形された RSSI 信号と正規化 I、Q 成分は、複素ベースバンド信号の I、Q 成分を提供するために、正規化 I、Q 成分を対応する量子化された振幅サンプルと混合する混合回路 40 へ与えられる。典型的な実施形態においては、混合回路 40 は、正規化 I、Q 成分とそれに対応する RSSI 振幅サンプルの積に一致する数値を出力することにより変形された RSSI 信号と正規化 I、Q 成分を混合するルックアップテーブルを有する。

【 0020 】

数値表現された I、Q 成分は、適切な復調データ処理技術を利用して符号化音声情報を取り出す DSP 42 へ与えられる。符号化音声情報は、符号化音声情報を音声情報の転送時に使われた符号化技術に応じて復号するため、コーデック 44 へ与えられる。コーデック 44 は音声信号を音声転送ライン 46 に与える。音声信号は音声増幅器 48 へ与えられ、そこで音声信号は増幅され、スピーカー 50 に渡され、転送された音声メッセージを可聴音として再現する。

【 0021 】

図 2 では、本発明の無線受信機 10 の別の実施形態を示す。図 1 と同様に、受信 RF 信号は、RF / I F セクション 14 で I F 信号に変換された後、制限増幅器 18 で正規化される。制限増幅器 18 の出力における正規化 I F 信号は方形波であるため、デジタルフィルター 52 は 1 ビット量子化技術を利用する。それゆえ、正規化 I F 信号は、正規化 I F 信号を表す 2 値のシーケンスを提供する 1 ビット A / D 量子化器 51 へ与えられる。しかしながら、本発明のこの実施形態によれば、量子化器 51 の出力は、図 1 のアナログフィルター 20 の代わりにデジタルフィルター 52 へ与えられる。デジタルフィルタ 52 は、既知のデジタルフィルタリング技術により、正規化 I F 信号の高周波成分を除去する。デジタルフィルター 52 は正規化 I F 信号をサンプリングし、正規化 I F 信号を所望の正確性

10

20

30

40

50

をもって正弦波で表現する。デジタルフィルターがかけられた後、正規化信号はサブサンプリング回路 5 3 へ与えられる。この回路の動作は、正規化 I、Q 成分を提供するために正規化 I F 信号のサブサンプルを選択するサンプリングレートに依存している。その後、正規化 I、Q 成分は図 1 と関連して記載される本発明に応じて処理される。フィルター 5 2 は、その他ハイブリッドアナログデジタルフィルターであってもよい。そこでは、信号は部分的にアナログフィルタリングされ、さらに (1、0、-1) のように 3 値もしくは 2 ビット精度でデジタル化される。粗く量子化されたサンプルはデジタルフィルターがかけられ、それによりハイブリッドフィルタリングが実現される。

【 0 0 2 2 】

対数増幅器は、制限増幅器 1 8 内に組み込まれており、適切なダイナミックレンジを有するようできるが、もし、増幅器の利得が約 50 d B よりも大きいならば、利得ブロックに分割して、広帯域雑音の蓄積を制限するためにブロック間にバンドパスフィルターを設けることが望ましい。フィルターをかけることによって、最新の検出段階で検出された信号がそれ以前の段階で検出された信号にくらべて遅延してしまうことになる。米国特許第 5 0 7 0 3 0 3 号は、混合させる前に、それ以前の段階で検出された信号を遅延させて、最新の段階で検出された信号と時間整列させる発明を開示する。

10

【 0 0 2 3 】

図 3 は、本発明のさらに別の実施形態を示す。ここでは、唯一の I F フィルターと R S S I 増幅段階を必要とし、それによりフィルター遅延補償ための時間整列を避ける、ダイナミックレンジを制限するためのフィードバック A G C を利用する。この実施形態はまず C D M A の使用時の継続的受信を想定している。図 3 において、制限増幅器は受信される信号レベルのトータル範囲よりも低いダイナミックレンジを有するところの対数増幅器 6 3 を含む。また、本実施形態に基づき、A G C 増幅器 6 0 及び I F フィルター 6 1 は、R F / I F セクション 1 4 と対数増幅器 6 3 の間に一対になっている。

20

【 0 0 2 4 】

A G C 増幅器 6 0 は、対数増幅器 6 3 に渡される信号レベルを最適範囲に制御することを可能とする。A G C 回路 6 2 は、対数増幅器 6 3 からの R S S I 信号が最適な値よりも平均として大きいか小さいかを検出し、信号レベルが最適な値に近づくように制御信号を A G C 増幅器 6 0 へ与える。A G C は信号帯域幅と比べて動作が相対的に遅く、それゆえにこの A G C フィードバックループの安定性は、A G C ループ内に I F フィルター 6 1 を含んでも悪化しない。

30

【 0 0 2 5 】

このように、I F フィルター 6 1 の出力と複素サンプリング回路 2 2 の間に位置する対数増幅器 6 3 の利得として定義される広帯域利得は減少され、対数増幅器 6 3 内の広帯域雑音の増加を妨げる。

【 0 0 2 6 】

フィードバック A G C の低速性にもかかわらず、その動作を補償することは望ましく、A G C 回路 6 2 は、真の R S S I をさらなる処理回路に与える前に A G C 増幅器 6 0 に与えられた R S S I 信号の利得減少分を適切に最初に補償する。そのように補償された R S S I 信号は、混合器 4 0 に対して、スケーリングされ、デジタル化された振幅信号を生成するため低速で適応された係数を混合する前記手法によりデジタルスケーリングされる。

40

【 0 0 2 7 】

混合器 4 0 は、スケーリングされた振幅信号サンプル同士を、時間整列回路 2 6 からの時間整列され、正規化された I、Q 値と混合し、例えば R A K E 受信機を使った C D M A 信号の復号のために D S P によるデジタル信号処理の前に振幅情報を I、Q 値に再挿する。図 3 の装置を利用すれば、対数増幅器 6 3 の使用を省略し、かわりに線形増幅器 / 検出器を使用することができる。これは、増幅器の入力部で比較的コンスタントな信号レベルのトータルを維持することが、フィードバック A G C に要求されている場合に可能である。もし、線形増幅器が増幅器 6 3 として利用されれば、信号の瞬間振幅のバリエーションは消去されず、混合器 4 0 へ渡されるので、復号する前にフィードバック A G C 回路で除去

50

された振幅情報を再挿する必要がない。それにもかかわらず、信号レベルに対するフィードバック AGC の効果は、依然として好ましく真の受信信号強度を決定するために I、Q 信号上に維持されている振幅情報と結びつく。真の受信信号は受信信号の他のソースを比較するときや、受信サービスにどのソース（例えば基地局）が適しているかを決定するのに便利である。

【 0 0 2 8 】

本発明の前記実施形態から、本発明は正規化 I F 信号の位相を検出する必要がなく、これにより高周波数クロック回路を必要としなくなる点で評価に値する。このように、本発明は、広帯域受信信号から取り出された複素ベースバンド信号を生成するための簡単な方法を提供する。結果として、本発明の広帯域無線受信機は、効果的なコストで、相当の電流を消費することなく R F 受信信号を処理することを可能とする。

10

〔 0 0 2 9 〕

本発明は本好適な実施形態にのみ言及して詳細に説明されているが、従来技術に関する通常の知識を有するものにとっては、様々な変形が本発明から離れることなく達成できることは自明である。よって、本発明は、請求項によって定義されるが、ここには全ての均等物が包含されることを意図する。

【図面の簡単な説明】

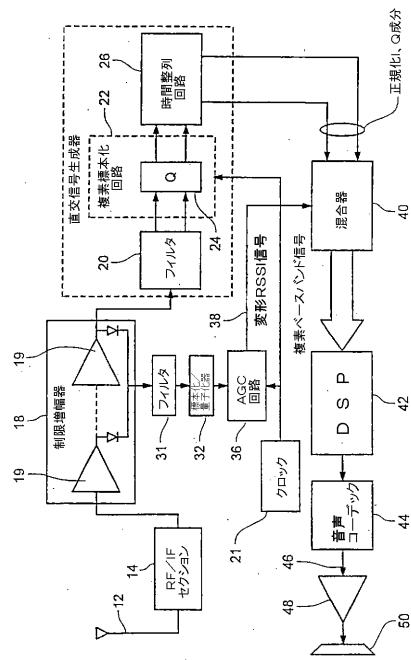
図1は、本発明の一の実施形態に対応した無線受信機のブロック図である。

図2は、本発明の別の実施形態に対応した無線受信機のブロック図である。

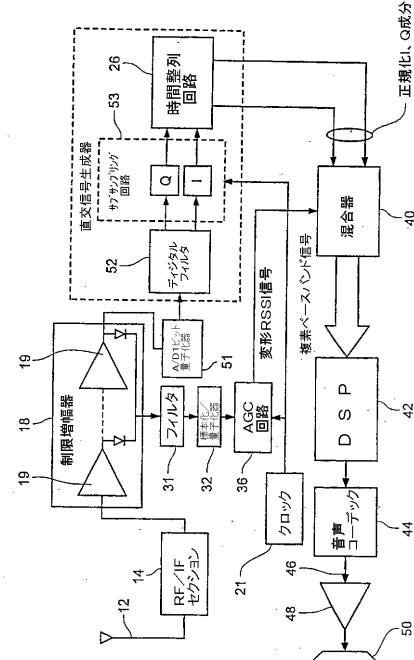
図3は、本発明のさらに別の実施形態に対応した無線受信機のブロック図である。

20

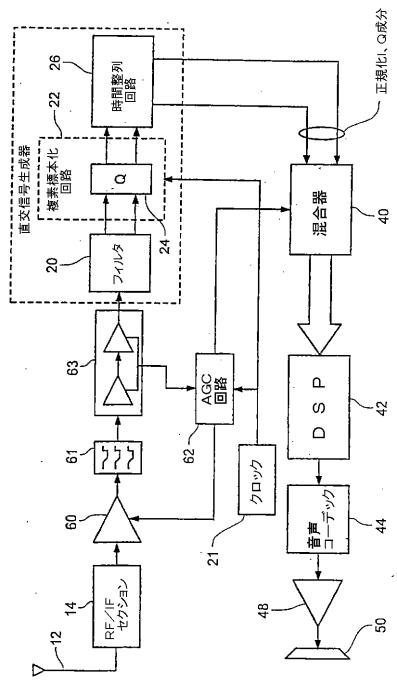
〔 1 〕



〔 図 2 〕



【 図 3 】



フロントページの続き

- (72)発明者 デント, ポール, ダブリュー .
アメリカ合衆国 ノース カロライナ州 27709, ピツツボロ, イーグル ポイント ロード
637
- (72)発明者 ラメッシュ, ラジャラム .
アメリカ合衆国 ノース カロライナ州 27511, キャリー, ダンタン ドライブ 403
- (72)発明者 ボトムレイ, グレゴリ - , イー .
アメリカ合衆国 ノース カロライナ州 27511, キャリー, メルロット コート 100
- (72)発明者 マイヤース, リチャード, エイチ .
アメリカ合衆国 ノース カロライナ州 27614, ラーレイ, ハードウィック コート 11
508

審査官 彦田 克文

- (56)参考文献 特開平06-097920 (JP, A)
特開平06-244888 (JP, A)
米国特許第5048059 (US, A)
米国特許第5479453 (US, A)
米国特許第5070303 (US, A)
米国特許第5535432 (US, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04L 27/22

H04L 27/38