

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4259754号
(P4259754)

(45) 発行日 平成21年4月30日(2009.4.30)

(24) 登録日 平成21年2月20日(2009.2.20)

(51) Int.Cl.		F I	
H04B	1/16	(2006.01)	H04B 1/16 R
H03M	1/18	(2006.01)	H03M 1/18

請求項の数 21 (全 30 頁)

(21) 出願番号	特願2000-524868 (P2000-524868)	(73) 特許権者	595020643
(86) (22) 出願日	平成10年12月8日 (1998.12.8)		クァアルコム・インコーポレイテッド
(65) 公表番号	特表2001-526486 (P2001-526486A)		QUALCOMM INCORPORATED
(43) 公表日	平成13年12月18日 (2001.12.18)		アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92
(86) 国際出願番号	PCT/US1998/026053		121-1714、サン・ディエゴ、モア
(87) 国際公開番号	W01999/030427		ハウス・ドライブ 5775
(87) 国際公開日	平成11年6月17日 (1999.6.17)	(74) 代理人	100058479
審査請求日	平成17年12月7日 (2005.12.7)		弁理士 鈴江 武彦
(31) 優先権主張番号	08/987,853	(74) 代理人	100084618
(32) 優先日	平成9年12月9日 (1997.12.9)		弁理士 村松 貞男
(33) 優先権主張国	米国 (US)	(74) 代理人	100092196
			弁理士 橋本 良郎
		(74) 代理人	100095441
			弁理士 白根 俊郎

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 プログラマブルダイナミックレンジ受信器

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

R F 信号を受信して I F 信号を生成するためのフロントエンドと、
 前記 I F 信号を受信して I F サンプルを生成するために前記フロントエンドに接続された、ダイナミックレンジを有する A D C と、
 前記 I F 信号の振幅を測定するために前記フロントエンドに接続されたパワー検出器と、
 前記 I F サンプルを受信して希望する信号を生成するために前記 A D C に接続されたデジタル信号プロセッサと
 を備えているプログラマブルダイナミックレンジ受信器であって、
 前記 A D C の前記ダイナミックレンジを、必要ダイナミックレンジに基づいて、低
 パワー消費で必要レベルの性能を得るように調整する、ここにおいて、前記必要ダイナミ
 ックレンジは、前記希望する信号及び A D C に入る前記 I F 信号の前記振幅に依存する
 プログラマブルダイナミックレンジ受信器。

【請求項 2】

前記 A D C が複数ループを備え、各ループが前記必要ダイナミックレンジに依存して有効または無効とされる、請求項 1 に記載の受信器。

【請求項 3】

前記 A D C が M A S H 4 - 4 A D C であって、その M A S H 4 - 4 A D C が第

1 のループおよび第 2 のループを備えている、請求項 2 に記載の受信器。

【請求項 4】

必要ダイナミックレンジが第 1 ダイナミックレンジしきい値より低い場合に、MASH 4 - 4 ADC の前記第 1 ループを利用し、必要ダイナミックレンジが前記第 1 ダイナミックレンジしきい値より高く、第 2 ダイナミックレンジしきい値より低い場合に、前記第 2 ループを利用し、必要ダイナミックレンジが前記第 2 ダイナミックレンジしきい値より高い場合に、前記第 1 ループおよび前記第 2 ループを利用する、請求項 3 に記載の受信器。

【請求項 5】

前記第 1 および第 2 ダイナミックレンジしきい値がヒステリシスを備えている、請求項 4 に記載の受信器。

10

【請求項 6】

前記 ADC が増幅器を備え、その増幅器がバイアス電流を有する、請求項 1 に記載の受信器。

【請求項 7】

前記増幅器の前記バイアス電流を、前記必要ダイナミックレンジを基に調整する、請求項 6 に記載の受信器。

【請求項 8】

R F 信号を受信し、
前記 R F 信号を処理して I F 信号を生成し、
前記 I F 信号を ADC でサンプリングして I F サンプルを生成し、前記 ADC
があるダイナミックレンジを有し、
前記 I F サンプルを処理して希望する信号を生成し、
前記 I F 信号の振幅を測定し、
前記希望する信号の振幅を測定し、
前記 ADC の前記ダイナミックレンジを、必要ダイナミックレンジに基いて、低パワー消費で必要レベルの性能を得るように調整する、ここにおいて、前記必要ダイナミックレンジは、前記希望する信号及び ADC に入る前記 I F 信号の前記振幅に依存する

20

ステップを備えた、受信器内にプログラマブルダイナミックレンジを設ける方法。

【請求項 9】

前記調整ステップが、
前記必要ダイナミックレンジが第 1 ダイナミックレンジしきい値より低い場合に、前記 ADC 内の第 1 ループを有効にするステップを備える請求項 8 に記載の方法。

30

【請求項 10】

前記調整ステップがさらに、
前記必要ダイナミックレンジが前記第 1 ダイナミックレンジしきい値より高く、第 2 ダイナミックレンジしきい値より低い場合に、前記 ADC 内の第 2 ループを有効にするステップを備える、請求項 9 に記載の方法。

【請求項 11】

前記調整ステップがさらに、
前記必要ダイナミックレンジが第 2 ダイナミックレンジしきい値より高い場合に、前記 ADC 内の第 1 ループおよび前記第 2 ループを有効にするステップを備える、請求項 10 に記載の方法。

40

【請求項 12】

前記第 1 および前記第 2 ダイナミックレンジしきい値がヒステリシスを備える、請求項 11 に記載の方法。

【請求項 13】

前記第 1 および前記第 2 ダイナミックレンジしきい値を前記 R F 信号の統計値に基づき選択する、請求項 11 に記載の方法。

【請求項 14】

50

前記第 1 および前記第 2 ダイナミックレンジしきい値を前記 A D C の性能に基づき選択する、請求項 1 1 に記載の方法。

【請求項 1 5】

前記調整ステップが、

前記必要ダイナミックレンジに基づき前記 A D C のバイアス電流を調整するステップを備える、請求項 8 に記載の方法。

【請求項 1 6】

前記調整ステップが、

前記必要ダイナミックレンジに基づき前記 A D C のサンプリング周波数を変化するステップを備える、請求項 8 に記載の方法。

10

【請求項 1 7】

前記調整ステップがさらに、

前記 A D C のオーバーサンプリング・レシオを最小の 1 6 に保持するステップを備える、請求項 1 6 に記載の方法。

【請求項 1 8】

前記 R F 信号が C D M A 信号を含む、請求項 8 に記載の方法。

【請求項 1 9】

前記 A D C が 4 ビットより高い分解能を有する、請求項 1 8 に記載の方法。

【請求項 2 0】

前記希望する信号を、前記 A D C の下限雑音値より 1 8 d B 高く保持するステップを備える、請求項 1 9 に記載の方法。

20

【請求項 2 1】

前記必要ダイナミックレンジを計算して、前記 I F 信号が前記 A D C によってクリップされないようにする、請求項 2 0 に記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【0 0 0 1】

(発明の背景)

I. 発明の分野

本発明は通信に関する。具体的には、本発明は新規の改良されたプログラマブル(program mable)ダイナミックレンジ受信器に関する。

30

【0 0 0 2】

II. 関連技術の説明

高性能受信器の設計にはさまざまな設計上の制約を受ける。第 1 は、高性能が多くの応用分野に渡って要求されることである。高性能は、能動デバイス(たとえば、増幅器、ミキサ等)の直線性および受信器の雑音指数によって表現することができる。第 2 は、セルラ通信システムなどの応用分野によっては、受信器の携帯性の理由から、パワー消費が重要な問題点になる。一般に、高性能で高効率な受信器は設計上の矛盾点となる。

【0 0 0 3】

能動デバイスは次の伝達関数を持つ。

【0 0 0 4】

$$y(x) = a_1 \cdot x + a_2 \cdot x^2 + a_3 \cdot x^3 + 4 \text{ 次以上の項} \quad (1)$$

40

ここで x は入力信号、 $y(x)$ は出力信号、 a_1 、 a_2 および a_3 は能動デバイスの直線性を定義する係数である。簡単化のために、高次数項(たとえば、3 次より大きい項)は無視する。理想的な能動デバイスでは、係数 a_2 および a_3 は 0 . 0 であり、出力信号は単に入力信号に a_1 を乗算したものになる。しかし、すべての能動デバイスは、係数 a_2 および a_3 で決まるある程度の量の非直線性を持つ。計数 a_2 は、2 次の非直線性の量を定義し、計数 a_3 は、3 次の非直線性の量を定義する。

【0 0 0 5】

大部分の通信システムは狭帯域システムであり、所定の帯域幅と中心周波数を持つ入力 R

50

F 信号上で動作する。一般に、入力 R F 信号は周波数スペクトル全体に分布している他のスプリアス信号含む。能動デバイス内の非直線性はスプリアス信号の相互変調を発生し、信号帯域中に混入する。

【 0 0 0 6 】

2 次の非直線性の影響（たとえば、 x^2 の項で生じる）は、綿密な設計方法により、通常は減少または削除できる。2 次の非直線性は、和および差の周波数の成分を発生する。一般に、帯域内の 2 次成分を生成するスプリアス信号は、その信号帯域から大きく外れており、容易にフィルターで除去できる。しかし、3 次の非直線性は大きな問題である。3 次の非直線性については、スプリアス信号 $x = g_1 \cdot \cos(w_1 t) + g_2 \cdot \cos(w_2 t)$ の成分は、周波数 $(2w_1 - w_2)$ および $(2w_2 - w_1)$ を生成する。このような、帯域に近いスプリアス信号（フィルターで除去するのが困難）は、帯域内に入る 3 次相互変調成分を生成し、受信信号を劣化させる。問題を大きくしているのは、3 次の成分の振幅が、 $g_1 \cdot g_2^2$ および $g_1^2 \cdot g_2$ 倍されることである。このように、スプリアス信号の振幅が 2 倍になると、3 次成分の振幅が 8 倍に増加する。別の見方をすれば、入力 R F 信号が 1 dB 増加すると、出力 R F 信号は 1 dB 増加するが、3 次成分は 3 dB 増加することになる。

10

【 0 0 0 7 】

受信器（または能動デバイス）の直線性特性は、入力基準 3 次遮断点（I I P 3）で表される。一般に、出力 R F 信号および 3 次内部変調成分は、入力 R F 信号に対してプロットされる。入力 R F 信号が増加すると、I I P 3 は希望する出力 R F 信号と 3 次成分の振幅が等しくなる理論点に一致する。能動デバイスが I I P 3 点に到達する前に圧縮を開始するため、I I P 3 は外挿値である。

20

【 0 0 0 8 】

カスケードに接続された複数の能動デバイスを含む受信器では、能動デバイスの第 1 ステージから第 n ステージの受信器の I I P 3 は、次のように計算できる。

【 0 0 0 9 】

【 式 1 】

$$IIP3_n = -10 \cdot \log_{10} \left[10^{-IIP3_{n-1}/10} + 10^{(Av_n - IIP3_{dn})/10} \right], \quad (2)$$

30

ここで I I P 3_n は、能動デバイスの第 1 ステージから第 n ステージの入力基準 3 次遮断点であり、I I P 3_{n-1} は第 1 ステージから第 (n - 1) ステージの入力基準 3 次遮断点であり、A_v_n は第 n ステージの利得、I I P_d_n は第 n ステージの入力基準 3 次遮断点であり、すべての項はデシベル (dB) で表されている。式 (2) の計算は、受信器機内のシーケンスステージに対して順次実行できる。

【 0 0 1 0 】

式 (2) から、受信器のカスケード接続された I I P 3 を改善する 1 つの方法は、最初の非直線能動デバイスの前で利得を下げることである。しかし、各能動デバイスも、信号品質を劣化させる熱雑音を発生する。雑音レベルが一定レベルに維持されるため、利得が低下し、信号振幅が減少するに伴い劣化度合いは増大する。劣化量は能動デバイスの雑音指数 (NF) によって測定でき、次のように表わせる。

40

【 0 0 1 1 】

$$NF_d = SNR_{in} - SNR_{out} \quad (3)$$

ここで NF_d は能動デバイスの雑音指数、SNR_i_n は能動デバイスへの入力 R F 信号の信号対雑音比、SNR_o_u_t は能動デバイスからの出力 R F 信号の信号対雑音比であり、NF_d、SNR_i_n、SNR_o_u_t はすべてデシベル (dB) で表される。カスケード接続された複数の能動デバイスを含む受信器では、第 1 ステージから第 n ステージまでの能動デバイスの受信器の雑音指数は、次のように計算できる。

【 0 0 1 2 】

50

【式 2】

$$NF_n = 10 \cdot \log_{10} \left[10^{(NF_{n-1}/10)} + \frac{10^{(NF_{dn}/10)} - 1}{10^{(G_{n-1}/10)}} \right], \quad (4)$$

ここで NF_n は第 1 ステージから第 n ステージまでの雑音指数、 NF_{n-1} は第 1 ステージから第 $(n-1)$ ステージまでの雑音指数、 NF_{dn} は第 n ステージの雑音指数、 G_{n-1} は第 1 ステージから第 $(n-1)$ ステージまでの積算利得を dB で表したものである。式 (4) に示されるように、能動デバイスの利得は後段のステージの雑音指数に影響を与える。式 (2) の IIP3 計算と同様に、式 (4) の雑音指数の計算は、受信器の後段のステージに対し順次実行できる。

10

【0013】

受信器は、セルラ通信システムや高解像度テレビジョン (HDTV) などの、多くの通信応用に使用されている。典型的なセルラ通信システムは、コード分割多重アクセス (CDMA) 通信システム、時分割多重アクセス (TDMA) 通信システム、およびアナログ FM 通信システムを含む。多重アクセス通信システムにおける CDMA 技術の使用は、米国特許第 4,901,307 号の発明の名称「人工衛星または地上中継器を使用するスペクトラム拡散多元接続通信システム」、および米国特許第 5,103,459 号の発明の名称「CDMA セルラ電話システムにおける波形発生システムおよび方法」により開示されている。両者は、本発明の出願人に譲渡されたものであり、参照してここに組み込まれる。典型的な HDTV システムは、米国特許第 5,452,104 号、米国特許第 5,107,345 号および米国特許第 5,021,891 号のすべての発明の名称「適応ブロックサイズ画像圧縮方法およびシステム」、および米国特許第 5,576,767 号の発明の名称「フレーム間ビデオ符号化および復号化システム」において開示されている。これら 4 つの特許はすべて本発明の出願人に譲渡され、参照してここに組み込まれる。

20

【0014】

セルラ応用では、同一の地理的通信可能領域内で動作する 1 つの通信システムだけでなく、複数システムを持つのが普通である。さらに、これらのシステムは同一周波数帯域またはそれに近い帯域で動作する可能性がある。このような場合は、1 つのシステムからの伝送が別のシステムの受信信号を劣化させる恐れがある。CDMA は、伝送パワーを全体で 1.2288 MHz 信号帯域に渡って各ユーザーに分散するスペクトル拡散通信システムである。FM ベースの伝送のスペクトル応答は、中心周波数に集中し易い。したがって、FM ベースの伝送は、割当てられた CDMA 帯域内および受信される CDMA 信号に非常に近接して妨害電波を発生させる可能性がある。さらに、妨害電波の振幅が CDMA 信号の振幅より何倍も大きくなることがある。これらの妨害電波は、CDMA システムの性能を劣化させる 3 次の相互変調成分を発生する可能性がある。

30

【0015】

一般に、妨害電波により発生する相互変調による劣化を最小にするために、受信器は高い IIP3 を持つように設計される。しかし高い IIP3 受信器の設計には、受信器内の能動デバイスに大きい DC 電流でバイアスがかかる必要がある。このため大きいパワーを消費する。このような設計は、受信器が携帯式ユニットでパワーが制限されるセルラ応用では特に望ましいことである。

40

【0016】

高い IIP3 の要求を満たすために、いくつかの手法が従来の技術で開発されてきた。パワー消費の最小化を試みる手法の 1 つは、並列に接続した複数の増幅器を備える利得ステージを実現し、高い IIP3 が必要とされるときに、それらの増幅器を選択的に使用可能にするものである。この手法は、本発明の出願人に譲渡され、参照してここに組み込まれる、1997 年 4 月 17 日に出願された、米国特許出願第 08/843,904 号の発明の名称「高効率および高直線性を備えたデュアルモード増幅器」に詳細が開示されている

50

。別の手法は、受信されたRF信号のパワーを測定し、そのRF信号パワーの振幅に基づいて増幅器の利得を調整することである。この手法は、本発明の出願人に譲渡され、参照してここに組み込まれる、1996年9月30日に出願された、米国特許出願第08/723,491号の発明の名称「干渉に対する受信機のパワー耐性を高める方法および装置」に詳細が開示されている。これらの手法はIIP3性能を改良するが、パワー消費を減少することも、回路の複雑性を減少することもない。

【0017】

従来技術の受信器構造の典型的なブロック図を図1に示す。受信器1100内では、伝送されたRF信号はアンテナ1112で受信され、デュプレクサ1114に送られ、低雑音増幅器(LNA)1116に供給される。LNAはRF信号を増幅し、その信号をバンドパスフィルタ1118に供給する。バンドパスフィルタ1118は信号を濾波し、後段のステージに相互変調を発生させるスプリアス信号の一部を除去する。濾波された信号はミキサ1120に供給され、局部発振器1122からの正弦波により中間周波数(IF)にダウンコンバートされる。IF信号はバンドパスフィルタ1124に供給され、スプリアス信号とダウンコンバート成分を濾波された後に、後段のダウンコンバートステージに供給される。濾波されたIF信号は、可変利得で増幅して必要な振幅のIF信号を出力する自動利得制御(AGC)増幅器1126に供給される。利得は、AGC制御回路1128からの制御信号によって制御される。IF信号は復調器1130に供給され、送信機で使用する変調フォーマットに従って復調される。二位相シフトキーイング(binary phase shift keying)(BPSK)、四位相シフトキーイング(QPSK)、オフセット四位相シフトキーイング(OQPSK)および直交振幅変調(QAM)などのデジタル伝送では、デジタル復調器を使用してデジタルベースバンドデータを供給する。

【0018】

受信器1100は、大部分の受信器に必要な基本機能を含んでいる。しかし、増幅器1116と1126、バンドパスフィルタ1118と1124、およびミキサ1120の位置は配置を変えて、特定用途向けに受信器性能を最適化できる。この受信器構造では、能動デバイスを大きいDCバイアス電流でバイアスして、および/または増幅器1126の利得を制御して、高いIIP3を備えることができる。

【0019】

この受信器構造はいくつかの欠点を持つ。第1は、最高の必要IIP3を得るために、一般に大きいDC電流で能動デバイスをバイアスされる。これは、高いIIP3をほとんどの時間必要としない場合でも、受信器1100を常時高いIIP3動作点で動作する結果になる。第2は、前述の米国特許第5,099,204号に開示されているように、高いIIP3をAGC増幅器1126の利得を調整して改良できることである。しかし、増幅器1126の利得の低下は、受信器1100の雑音指数を下げる。

【0020】

(発明の概要)

本発明は、低パワー消費でありながら、必要レベルの性能を備える新規の改良されたプログラマブルダイナミックレンジ受信器である。例示的な実施形態では、受信器はフロントエンド、ADC、デジタル信号プロセッサ、パワー検出器およびAGC制御回路を備えている。例示的な実施形態では、入力RF信号はフロントエンドでIF信号に調整、ダウンコンバートされる。IF信号は、ADCによって量子化されIFサンプルを生成する。このIFサンプルはデジタル信号プロセッサで処理され希望する信号を発生する。パワー検出器はADCに入る信号振幅を測定する。例示的な実施形態では、必要ダイナミックレンジは、希望する信号およびADCへの信号の振幅を測定して計算する。代替の実施形態では、必要ダイナミックレンジを受信器の動作モードを基に決定する。

【0021】

本発明の目的は、ADC内で1つまたは複数のループを有効(enabling)または無効(disabling)にすることにより、パワー消費を最小化するプログラマブルダイナミックレンジ受信器を提供することである。例示的な実施形態では、ADCは1つまたは複数ル

10

20

30

40

50

ープ(loop)で実現される。各ループは所定のダイナミックレンジ性能を備えている。必要なダイナミックレンジが一連のダイナミックレンジしきい値を越えるか、またはそれ以下になるかにより、ADC内の1つまたは複数のループを有効または無効にできる。ダイナミックレンジしきい値は、入力RF信号の統計値およびADCの性能(performance)などの多くの条件を基に選択できる。さらに、ダイナミックレンジしきい値にヒステリシスを持たせて、有効と無効状態の間のループのトグル(toggling)を防止できる。

【0022】

本発明の別の目的は、バイアス電流を調整することにより、パワー消費を最小化するプログラマブルダイナミックレンジ受信器を提供することである。例示的な実施形態では、

ADCが調整可能なバイアス電流を備えるように設計する。ADCのダイナミックレンジは、バイアス電流にほぼ比例して変化する。バイアス電流を調整することにより、最小のパワー消費で、ADCの必要なダイナミックレンジを備えることができる。バイアス電流は増加ステップまたは連続的に調整可能である。

【0023】

さらに本発明の別の目的は、ADCの基準電圧を調整することにより、パワー消費を最小化するプログラマブルダイナミックレンジ受信器を提供することである。ADCのダイナミックレンジは、最大入力信号振幅および回路雑音と量子化雑音からなるADCの雑音により決定される。必要ダイナミックレンジが減少するに伴い、ほぼ同一雑音レベルを維持しながら基準電圧を低くできる。これは、特に1つのループが切離され、量子化雑音が回路雑音よりかなり大きくなる場合に発生する。基準電圧を低下して、量子化雑音が回路雑音にほぼ等しくなるようにすると、信号レベルを低レベルに維持しながら必要な性能レベルを備えることができる。さらに利点としては、ADCを動作させる増幅器が低い最大信号振幅を有し、小さい電流でバイアスできることである。

【0024】

さらに本発明の別の目的は、ADCのサンプリング周波数を調整することにより、パワー消費を最小化するプログラマブルダイナミックレンジ受信器を提供することである。

ADCに入る信号帯域幅が一定のため、ADCのダイナミックレンジはサンプリング周波数に比例するオーバーサンプリング率の関数である。高いダイナミックレンジは高いオーバーサンプリング率(oversampling ratio)を必要とする。ADCの実行に使用する回路のパワー消費は、サンプリング周波数に依存する。本発明では、高いダイナミックレンジを必要としない場合は、サンプリング周波数を低下してパワー消費を最小化できる。

【0025】

さらに本発明の別の目的は、必要な性能に基づき適正なADCを切換えることにより、パワー消費を最小化するプログラマブルダイナミックレンジ受信器を提供することである。この実施形態では、受信器が2つ以上のADCを備えて、2つ以上の動作モードに対するサンプリング機能を備えるように設計できる。たとえば、受信器が2つのADC(1つがCDMAモード、1つがFMモード)を備えるように設計できる。FMモードに対するADCは、低い信号帯域幅および低い必要ダイナミックレンジの理由から、非常に少ないパワー消費になるように設計できる。適正なADCは、受信器がCDMAまたはFMモードのどちらで動作するかによって切換できる。

【0026】

必要な場合は、上述の構成を組合せて、最大のパワー節減の状態、性能の必要レベルを提供することができる。

【0027】

(好ましい実施形態の詳細な説明)

本発明の受信器は、能動デバイスのDCバイアスを制御して、システム性能の必要なレベルを提供し、パワー消費を最小化する。本発明は、以下に詳細を述べる3つの実施形態の1つによって実行できる。第1の実施形態では、受信器出力の非直線性量を測定し、増幅器およびミキサなどの、受信器内の能動デバイスのIIP3動作点を設定するのに使用する

10

20

30

40

50

る。第2の実施形態では、能動デバイスのIIP3動作点を、受信器の動作モードに基づいて予測される受信信号レベルに従って設定する。さらに、第3の実施形態では、能動デバイスのIIP3動作点を、受信器内の各種ステージにおいて測定された信号レベルに従って設定する。

【0028】

本発明では、AGC機能は、バイアス制御回路と連係して動作するAGC制御回路によって提供される。能動デバイスのIIP3動作点は、信号の振幅に依存する測定された非直線性量に従って設定される。さらにこの信号の振幅は、受信器の利得設定値に依存する。本発明では、AGCおよびバイアス制御は一体で動作して、特定のAGC範囲に渡り直線性の必要レベルを提供する一方で、パワー消費を最小化する。

10

【0029】

1. 受信器の構造

本発明の典型的な受信機構造を図2に示す。受信器1200内で、伝送されたRF信号はアンテナ1212で受信され、デュプレクサ1214を通り減衰器1216に供給される。減衰器1216はRF信号を減衰して必要な振幅の信号を提供し、その減衰信号をRFプロセッサ1210に供給する。RFプロセッサ1210内では、減衰された信号がパッド1222aおよび低雑音増幅器(LNA)1220aに供給される。LNA1220aはRF信号を増幅し、増幅した信号をバンドパスフィルタ1226に供給する。パッド1222aは減衰の所定レベルを供給し、スイッチ1224aに直列に接続する。LNA1220aの利得を必要としない場合は、スイッチ1224aはLNA1220aのバイパス経路を提供する。バンドパスフィルタ1226は信号を濾波して、後段の信号処理ステージに相互変調成分を発生する可能性のある、スプリアス信号を除去する。濾波された信号はパッド1222bおよび低雑音増幅器(LNA)1220bに供給される。LNA1220bは濾波された信号を増幅して、その信号をRF/IFプロセッサ1248に供給する。パッド1222bは減衰の所定のレベルを有し、スイッチ1224bに直列接続されている。LNA1220bの利得を必要としない場合は、スイッチ1224bはLNA1220bのバイパス経路を提供する。RF/IFプロセッサ1248内では、ミキサ1230が、局部発振器(LO)1228からの正弦波信号によって、その信号を中間周波数(IF)にダウンコンバートする。IF信号はバンドパスフィルタ1232に供給され、そこでスプリアス信号と帯域外ダウンコンバート成分を濾波して除去される。好ましい実施形態では、濾波されたIF信号は電圧制御増幅器(VGA)1234に供給され、そこで利得制御信号で調整される可変利得により信号増幅される。また、システム要求によっては、増幅器1234は固定利得増幅器として実行できるが、これも本発明の範囲内である。増幅されたIF信号は復調器1250に供給され、送信器(図示せず)で使用する変調フォーマットに従って復調される。RFプロセッサ1248およびRF/IFプロセッサ1248はまとめてフロントエンドと呼ばれる。

20

30

【0030】

図4に、直交変調された信号(たとえば、QPSK、OQPSKおよびQAM)の復調に使用する典型的な復調器1250のブロック図を示す。例示的な実施形態では、復調器1250はサブサンプリングバンドパス復調器として実行される。IF信号はバンドパス・シグマ・デルタ・アナログ-デジタル変換器(ADC)1410に供給され、CLK信号により決まる高サンプリング周波数で量子化される。ADCの典型的設計は、本発明の出願人に譲渡されている、1997年9月12日に出願された、米国特許出願第08/928,874号の発明の名称「シグマ-デルタ・アナログ-デジタル変換器」に詳細に述べられている。受信器内にADCを使用することは、本発明の出願人に譲渡されて本明細書に一部を引用している、1997年12月9日に出願された、同時係属の米国特許出願第08/987,306号の発明の名称「シグマ-デルタ・アナログ-デジタル変換器を備えた受信器」に開示されている。量子化された信号は、信号を濾波し、減衰するフィルタ1412に供給される。濾波された信号は乗算器1414aおよび1414bに供給され、それぞれ局部発振器(LO2)1420および位相器1418からの、

40

50

同相および直角正弦波によってベースバンドにダウンコンバートされる。位相器 1 4 1 8 は、直角正弦波に 90° の位相シフトを与える。ベースバンド I および Q 信号は、信号を濾波して I および Q データを提供するローパスフィルタ 1 4 1 6 a および 1 4 1 6 b にそれぞれ供給される。図 2 のベースバンドデータは、図 4 の I および Q データを含む。例示的な実施形態では、フィルタ 1 4 1 2 および / またはローパスフィルタ 1 4 1 6 は、信号の拡大縮小をして、復調器 1 2 5 0 が種々の振幅でベースバンドデータを供給できるようにする。復調器 1 2 5 0 のその他の実施では、Q P S K 変調された波形の復調が実行されるように設計できるが、これも本発明の範囲内にある。

【0031】

図 2 に戻ると、受信器 1 2 0 0 は大部分の受信器に必要な基本的機能を含んでいる。しかし、減衰器 1 2 1 6、LNA 1 2 2 0 a および 1 2 2 0 b、バンドパスフィルタ 1 2 2 6 および 1 2 3 2、ならびにミキサ 1 2 3 0 の配列は並び替えて、特定の応用向けに、受信器 1 2 0 0 の性能を最適化することができる。たとえば、減衰器 1 2 1 6 を LNA 1 2 2 0 a とバンドパスフィルタ 1 2 2 6 の間に置き、雑音指数性能を改良できる。さらに、バンドパスフィルタを LNA 1 2 2 0 a の前に挿入して、第 1 増幅ステージの前で、好ましくないスプリアス信号を除去できる。本明細書に示す機能の別の配列を考慮することもできるが、本発明の範囲に含まれる。さらに、技術的に既知のその他の受信器機能と関連付けて本明細書に示す機能のその他の配列も考慮できるが、これも、本発明の範囲に含まれる。

【0032】

本発明では、減衰器 1 2 1 6、スイッチ 1 2 2 4 a および 1 2 2 4 b、ならびに復調器 1 2 5 0 は A G C 制御回路により制御され、その結果増幅器 1 2 3 4 からの I F 信号は必要な振幅に維持される。A G C 機能は次に詳細に説明する。例示的な実施形態では、LNA 1 2 2 0 a および 1 2 2 0 b は固定利得増幅器である。バイアス制御回路 1 2 8 0 は LNA 1 2 2 0 a および 1 2 2 0 b、ならびにミキサ 1 2 3 0 を制御して、これら能動デバイスの D C バイアス電流および / または電流を調整し、必要な直線性性能を最小パワー消費の状態を実現する。可変 I I P 3 バイアス制御機構を次に詳細に説明する。

【0033】

本発明の受信器の機構は、セルラ電話および H D T V 応用などの各種の応用分野に採用できる。セルラ電話では、受信器 1 2 0 0 は、パーソナル通信システム (P C S) 帯域またはセルラ帯域で動作する C D M A 通信システムでの応用に使用できる。

【0034】

両方の帯域 (P C S およびセルラ) および両方のモード (C D M A および A M P S) をサポートする典型的な受信器のブロック図を、図 3 に示す。P C S 帯域は 60 M H z の帯域幅と 900 M H z の中心周波数を持つ。セルラ帯域は 25 M H z の帯域幅と、900 M H z の中心周波数を持つ。各帯域は特有の R F バンドパスフィルタを必要とする。したがって、2 つの R F プロセッサを 2 つの帯域用に使用する。

【0035】

受信器 1 3 0 0 は、受信器 1 2 0 0 (図 2 参照) と同様に多くの構成要素を含んでいる。アンテナ 1 3 1 2、デュプレクサ 1 3 1 4 および減衰器 1 3 1 6 は、受信器 1 2 2 0 内のアンテナ 1 2 1 2、デュプレクサ 1 2 1 4 および減衰器 1 2 1 6 と同一である。減衰器 1 3 1 6 からの減衰信号は、R F プロセッサ 1 3 1 0 a および 1 3 1 0 b に供給される。R F プロセッサ 1 3 1 0 a は、セルラ帯域で動作するように設計され、R F プロセッサ 1 3 1 0 b は、P C S 帯域で動作するように設計される。R F プロセッサ 1 3 1 0 a は受信器 1 2 0 0 内の R F プロセッサ 1 2 1 0 と同一である。R F プロセッサ 1 3 1 0 a は、低雑音増幅器 (L N A) 1 3 2 0 a および 1 3 2 0 b の 2 つのステージを含み、LNA はそのステージ間に置かれているバンドパスフィルタ 1 3 2 6 とカスケードに接続されている。各 LNA 1 3 2 0 は、パッド 1 3 2 2 およびスイッチ 1 3 2 4 を含む並列信号経路を持つ。R F プロセッサ 1 3 1 0 b は、LAN 1 3 2 1 a および 1 3 2 1 b ならびにバンドパスフィルタ 1 3 2 7 が P C S 帯域で動作するように設計されていることを除いて、R F プ

10

20

30

40

50

ロセッサ 1310a と同様である。RF プロセッサ 1310a および 1310b からの出力は、マルチプレクサ (MUX) 1346 に供給され、そこでコントローラ 1370 (簡単化のため図 3 には示していない) からの制御信号に従って希望する信号を選択される。MUX 1346 からの RF 信号は、図 2 の RF / IF プロセッサ 1248 と同一の RF / IF プロセッサ 1348 に供給される。プロセッサ 1348 からの IF 信号は復調器 (DEMOD) 1350 に供給され、そこで遠隔送信器 (図示せず) で使用される変調フォーマットに従って信号を復調される。図 3 の復調器 1350、AGC 制御回路 1360、バイアス制御回路 1380 および非直線性測定回路 1390 は、図 2 の復調器 1250、AGC 制御回路 1260、バイアス制御回路 1280 および非直線性測定回路 1290 とそれぞれ同一である。

10

【0036】

コントローラ 1370 は AGC 制御回路 1360、バイアス制御回路 1380 および MUX 1346 に接続し、これらの回路の動作を制御する。コントローラ 1370 は、プログラムされたマイクロプロセッサ、マイクロコントローラまたはデジタル信号プロセッサとして実行され、本明細書で述べる機能を実行できる。また、コントローラ 1370 は、受信器 1300 の動作モードおよび関連制御信号を格納する記憶格納素子を含む。

【0037】

図 2 によれば、特にセルラ電話応用で採用されている受信器 1200 の典型的な設計を、次に詳しく述べる。例示的な実施形態では、減衰器 1216 は 20 dB の減衰範囲を持ち、0.2 ~ 20 dB の減衰を備えている。減衰器 1216 は、1 対のダイオードまたは電界効果トランジスタ (FET) を使用して設計でき、それらの実装例は既知のものである。例示的な実施形態では、LNA 1220a および 1220b は、それぞれ 13 dB の固定利得を持つ。LNA 1220a および 1220b は、標準仕様品のモノリシック RF 増幅器またはディスクリート部品を使用して設計された増幅器であってもよい。LNA 1220 の典型的なディスクリート設計を次に述べる。例示的な実施形態では、パッド 1222a および 1222b は 5 dB の減衰を備え、技術的に既存の方法で抵抗を使用して実現できる。例示的な実施形態では、バンドパスフィルタ 1226 は表面弾性波 (SAW) フィルタであり、25 MHz の帯域幅 (セルラ帯域の全体帯域幅) と約 900 MHz の中心周波数を持つ。

20

【0038】

例示的な実施形態では、バンドパスフィルタ 1232 もまた SAW フィルタであり、1.2288 MHz の帯域幅 (1 つの CDMA システムの帯域幅) と約 116.5 MHz の中心周波数を持つ。ミキサ 1230 は能動ミキサであり、Motorola 社の MC13143、または技術的に既存の方法で設計されたその他の能動ミキサなどの標準仕様品のミキサでもよい。またミキサ 1230 は、2 重平衡ダイオードミキサなどの受動部品で実現できる。増幅器 1234 はモノリシック増幅器、またはディスクリート部品を使用して設計された増幅器でもよい。例示的な実施形態では、増幅器 1234 は、40 dB の利得を備えるように設計する。

30

【0039】

例示的な実施形態では、復調器 1250 を除く、受信器 1200 の全体の利得範囲は +51 dB ~ -5 dB である。この利得範囲は、バンドパスフィルタ 1226 に対する典型的な挿入損失 -3 dB、ミキサ 1230 に対する +1 dB の利得、およびバンドパスフィルタ 1226 に対する挿入損失 -13 dB を推定している。CDMA 応用では、通過損失、フェージング条件および妨害波を適切に処理するために、80 dB の AGC 範囲が通常必要とされる。例示的な実施形態では、減衰器 1216、LNA 1220a および 1220b、ならびにパッド 1222a および 1222b によって提供される AGC 範囲は 56 dB である。例示的な実施形態では、AGC 範囲を 24 dB に維持するのは、復調器 1250 および / または増幅器 1234 によって提供される。復調器 1250 (図 4 参照) 内で、ADC 1410 はアナログ波形を量子化し、デジタル値を後段のデジタル信号処理ブロックに供給する。例示的な実施形態では、ADC 1410 の必要分解能は 4 ビットである

40

50

。例示的な実施形態では、濾波されない妨害波に対して、さらに6ビットの分解能をヘッドルームに提供する。ADC 1410は、10ビットより多い分解能を備えるように設計できる。10以上の各追加ビットを使用して、6 dBの利得制御を提供できる。都合のよいことに、高いCDMA信号レベルでは、帯域外の妨害波レベルは、連続的には、CDMA信号より+72 dB高い状態にはならない。したがって、CDMA信号が強力な場合は、妨害波は、妨害波ヘッドルームに対して6ビットより少ない分解能を必要とする。例示的な実施形態では、CDMA信号が強力な、たとえば、CDMA制御範囲の上端にある場合に限り、復調器1250内で実行されるAGC機能はアクティブである。このように、最初は妨害波ヘッドルーム用に確保されている分解能の追加ビットは、強力なCDMA信号レベルの結果として、AGC機能のために使用される。受信器1200に必要な性能を提供するサブサンプリングバンドパス ADCの設計は、前述の同時係属の米国特許出願第08/987、306号に開示されている。

10

【0040】

III. 増幅器の設計

典型的なディスクリットLNA設計の概略図を図5(A)に示す。LNA 1220内では、RF入力AC結合コンデンサ1512の一端の供給される。コンデンサ1512の他端は、コンデンサ1514およびインダクタ1516の一端に接続されている。コンデンサ1514の他端はアナロググランドに接続され、インダクタ1516の他端は抵抗1518および1520ならびにトランジスタ1540の一端に接続されている。抵抗1518の他端はパワー供給Vdcに接続され、抵抗1520の他端はアナロググランドに接続されている。バイパスコンデンサ1522はVdcおよびアナロググランドに接続されている。例示的な実施形態では、トランジスタ1540は、既存の技術で一般に使用されているSiemens BFP420などの低雑音RFトランジスタである。トランジスタ1540のエミッタはインダクタ1542の一端に接続されている。インダクタ1542の他端は電流源1580に接続され、そこからアナロググランドに接続されている。トランジスタ1540のコレクタは、インダクタ1532、抵抗1534およびコンデンサ1536の一端に接続されている。インダクタ1532および抵抗1534の他端はVdcに接続されている。コンデンサ1536の他端はRF出力を形成する。

20

【0041】

LNA 1220内で、コンデンサ1512および1536は、それぞれRF入力および出力信号のAC結合を構成する。コンデンサ1514およびインダクタ1516は雑音整合を提供する。インダクタ1516および1532は、それぞれ、LNA入力および出力の整合を提供する。また、インダクタ1532はトランジスタ1540のバイアス電流のDC経路を提供する。インダクタ1542は、エミッタインピーダンスを低下させて直線性を改良する。抵抗1518および1520は、トランジスタ1540のベースのDCバイアス電圧を設定する。抵抗1534はLNA 1220の利得および出力インピーダンスを決定する。電流源1580は、トランジスタ1540のバイアス電流を制御し、LNA 1220のIIP3を決定する。

30

【0042】

典型的な電流源1580の概略図を図5(B)に示す。nチャンネルMOSFET 1582および1584のソースはアナロググランドに接続されている。MOSFET 1584のドレインは抵抗1586の一端に接続されている。抵抗1586の他端はMOSFET 1582のドレインに接続され、電流源1580の出力を形成している。バイパスコンデンサ1588は電流源1580とアナロググランドの間に接続されている。MOSFET 1582のゲートはV_{bias1}に、MOSFET 1584のゲートはV_{bias2}に接続されている。

40

【0043】

MOSFET 1582および1584は、トランジスタ1540にコレクタバイアス電流I_{cc}を供給し、それによりLNA 1220のIIP3動作点を決定する。MOSFET 1582および1584のゲートは接続され、それぞれ制御電圧V_{bias1}およびV_b

50

$i a s_2$ に接続される。 $V_{b i a s_1}$ が低い (たとえば、0 V) 場合は、M O S F E T 1 5 8 2 は O F F になり、トランジスタ 1 5 4 0 にコレクタバイアス電流 $I_{c c}$ を供給しない。 $V_{b i a s_1}$ が高い (たとえば、 $V_{d c}$ に近い) 場合は、M O S F E T 1 5 8 2 は O N になり、トランジスタ 1 5 4 0 に最大コレクタバイアス電流 $I_{c c}$ を供給する。このように $V_{b i a s_1}$ は、M O S F E T 1 5 8 2 により供給されるコレクタバイアス電流の値を決定する。同様に、 $V_{b i a s_2}$ は M O S F E T 1 5 8 4 により供給されるコレクタバイアス電流の値を決定する。しかし、トランジスタ 1 5 4 0 のベースの電圧および抵抗 1 5 8 6 の値が、M O S F E T 1 5 8 4 により供給される最大コレクタバイアス電流を制限する。

【 0 0 4 4 】

コレクタバイアス電流 $I_{c c}$ に対する L N A 1 2 2 0 の I I P 3 性能を図 6 に示す。I I P 3 は、コレクタバイアス電流のオクターブ増加 (つまり 2 倍増加) 当り約 6 d B 増加することに注意すること。制御電圧 $V_{b i a s_1}$ に対するトランジスタ 1 5 4 0 のコレクタバイアス電流、L N A の利得および L N A 1 2 2 0 の I I P 3 を図 7 に示す。利得はほぼ一定 (たとえば、すべての $V_{b i a s_1}$ 電圧に対して約 1 d B の変動) であることに注意すること。また、I I P 3 は、コレクタバイアス電流 $I_{c c}$ と同様な変化をすることに注意すること。このように、高い I I P 3 を必要としない場合は、コレクタバイアス電流は L N A 1 2 2 0 の利得の最小化効果により減少する。

【 0 0 4 5 】

図 5 (A) および図 5 (B) は、それぞれ L N A 1 2 2 0 および電流源 1 5 8 0 の典型的な設計を示す。L N A 1 2 2 0 は他の接続形態を使用して必要な性能を提供できる (たとえば、高利得、改良した雑音指数、良好なマッチング)。L N A 1 2 2 0 は、バイポーラ接合トランジスタ (B J T)、ヘテロ接合バイポーラトランジスタ (H B T)、金属酸化膜半導体電界効果トランジスタ (M O S F E T)、ひ化ガリウム電界効果トランジスタ (G a A s F E T)、またはその他の能動デバイスなどのその他の能動デバイスを使用して設計できる。また L N A 1 2 2 0 は、既存の技術的方法でモノリシック増幅器として実現できる。同様に、電流源 1 5 8 0 は既存の技術的方法で設計および実現できる。L N A 1 2 2 0 および電流源 1 5 8 0 の各種の実現は、本発明の範囲内である。

【 0 0 4 6 】

III. 可変 I I P 3 バイアス制御

上述のように、帯域内相互変調成分は、非直線デバイスを通過するスプリアス信号により生成される。要求の厳しい直線性を必要とする 1 つの応用は、最新移動電話システム (A M P S) などの他のセルラ電話システムと同一場所にある C D M A 通信システムである。他のセルラ電話システムは、C D M A システムの動作帯域近くで大きいパワーのスプリアス信号 (または妨害波) を伝送する可能性がある、その結果 C D M A 受信器に高い I I P 3 が必要になる。

【 0 0 4 7 】

C D M A システムに対するスプリアス信号除去要求条件は、「T I A / E I A / I S - 9 8 - A 相互変調スプリアス応答減衰」(以後、I S - 9 8 - A 規格)における 2 つの仕様 (2 トーン試験とシングルトーン試験) により規定される。2 トーン試験を図 8 (A) に示す。2 つのトーンは、C D M A 波形の中心周波数から $f_1 = + 9 0 0 \text{ K H z}$ および $f_2 = + 1 7 0 0 \text{ K H z}$ の位置に置かれる。2 つのトーンは振幅が等しく、C D M A 信号の振幅より 5 8 d B 大きい。この試験は、A M P S システムからの信号などの、隣接チャネルで伝送される F M 変調信号をシミュレートしたものである。F M 変調信号は搬送波のパワーの大部分を含み、その結果 C D M A 波形は 1 . 2 2 8 8 M H z 全体に広がる。C D M A 信号はチャネル状態から隔離され、パワー制御ループにより低いパワーレベルに維持される。実際 C D M A 信号は、干渉を減少し、容量を増加するための性能の必要レベルだけの最小パワーレベルに維持される。

【 0 0 4 8 】

シングルトーン試験を図 8 に示す。シングルトーンは、C D M A 波形の中心周波数から f

10

20

30

40

50

$f_1 = +900 \text{ KHz}$ の位置に置かれ、CDMA 信号の振幅より $+72 \text{ dBc}$ 大きい振幅を持つ。

【0049】

IS-98-A に従うと、受信器の直線性は、CDMA の入力パワーレベル -101 dBm 、 -90 dBm および -79 dBm で規定される。2 トーン試験では、妨害波は -43 dBm 、 -32 dBm および -21 dBm ($+58 \text{ dBc}$) であり、相互変調成分の帯域内等価信号は -101 dBm 、 -90 dBm および -79 dBm に対して、それぞれ -104 dBm 、 -93 dBm および -82 dBm である。

【0050】

図 8 (A) に示すように、 $f_1 = +900 \text{ KHz}$ および $f_2 = +1700 \text{ KHz}$ におけるスプリアストーン (または妨害波) は、 $(2f_1 - f_2) = +100 \text{ KHz}$ および $(2f_2 - f_1) = +2500 \text{ KHz}$ において 3 次相互変調成分を生成する。 $+2500 \text{ KHz}$ の成分は後段のバンドパスフィルタ 1226 および 1232 (図 2 参照) により容易に濾波できる。しかし、 $+100 \text{ KHz}$ の成分は CDMA 波形内に入っており、CDMA 信号を劣化させる。

【0051】

受信器 1200 の性能の劣化を最小にするには、受信器 1200 内の能動デバイスの IIP3 を受信信号の非直線性量に応じて調整する。受信器 1200 を 2 トーン相互変調仕様に適合するように設計されている。しかし実際は、受信器 1200 の動作時間の数分の 1 の間だけ妨害波が存在する。さらに、妨害波の振幅がまれに規定された $+58 \text{ dB}$ レベルに達することがある。したがって、さらに悪い妨害波の場合に対して設計し、さらに悪い妨害波を予測して高い IIP3 モードで受信器 1200 を動作するには、バッテリーパワーを浪費する。

【0052】

本発明では、能動デバイス、特に LNA 1220b およびミキサ 1230 内の IIP3 を、受信器 1200 からの出力信号の測定した非直線性に応じて調整する。例示的な実施形態では、非直線性は RSSI スロープ法によって測定される。RSSI スロープ法は、本発明の出願人に譲渡され、参照してここに組み込まれる、1992 年 4 月 21 日に発行された、米国特許第 5,107,225 号の発明の名称「高いダイナミックレンジを有する閉ループ自動利得制御回路」に詳細に述べられている。図 2 によれば、バンドパスフィルタ 1232 は 1.2288 MHz の帯域幅を持ち、妨害波および帯域外相互変調成分の大部分を除去する。帯域内の相互変調成分は除去不可能で、CDMA 波形に加わる。増幅器 1234 からの IF 信号は復調器 1250 に供給され、処理されて、I および Q データを含むデジタル化ベースバンドデータを提供する。ベースバンドデータは非直線性測定回路 1290 に供給される。例示的な実施形態では、非直線性測定回路 1290 は、次の式に従って信号パワーを計算する。

【0053】

$$P = (I^2 + Q^2) \quad (5)$$

ここで P はベースバンド信号のパワーであり、I と Q はそれぞれ I と Q 信号の振幅である。パワー測定値はバイアス制御回路 1280 に供給される。

【0054】

パワー測定は希望するベースバンド I および Q 信号のパワーの他に、相互変調成分のパワーを含む。上述のように、2 次の非直線性に対しては、相互変調成分は、入力信号レベルの各 dB 増加当り 2 dB 増加する。3 次の非直線性に対しては、相互変調成分は、入力信号レベルの各 dB 増加当り 3 dB 増加する。このように、相互変調量は、入力信号レベル変化に対する出力信号レベル変化として定義される RSSI スロープを測定して予測できる。入力信号レベルの変化は所定の増加分 (たとえば 0.5 dB) に設定できる。直線範囲内で動作する受信器 1200 では、入力信号レベルの 0.5 dB の増加は、出力信号レベルの 0.5 dB および RSSI スロープ 1.0 の増加に対応する。しかし、1 つまたは複数の能動デバイスが非直線動作領域に移行すると同時に、RSSI スロープは増加する

10

20

30

40

50

。大きいRSSIスロープは非直線性の大きいレベルに対応する。3.0のRSSIスロープは、全体に圧縮されて動作する受信器1200（たとえば、入力が増加と共には、希望する出力信号レベルが増加しない）に対応し、出力は3次の変調成分で左右される。

【0055】

本発明では、RSSIスロープは所定のRSSIしきい値と比較できる。RSSIスロープがしきい値を越えると、固有の能動デバイスのIIP3が増加する。反対にRSSIスロープがしきい値より低い場合は、IIP3は減少する。必要なビットエラー率（BER）またはフレームエラー率（FER）に基づいて、受信器1200の動作中にRSSIしきい値を調整することができる。高いRSSIしきい値は、IIP3の増加前に、高いレベルの相互変調成分見込んでおき、それによりBERまたはFERを犠牲にしてパワー消費を最小化する。またRSSIしきい値を、必要な性能レベル（たとえば1%FER）に対して設定する制御ループによって調整できる。例示的な実施形態では、RSSIスロープは1.2に選択される。しかし、その他のRSSIしきい値の使用も本発明の範囲内である。

【0056】

本発明では、妨害波の振幅を直接測定することは重要ではない。希望する信号上の妨害波の好ましくない影響を、相互変調成分の高いレベルに関して測定することがより重要である。RSSIスロープは非直線性のレベルを測定するための1つの方法である。また非直線性のレベルは、入力信号振幅の増加変化に対して、出力信号の雑音対チップ当りのエネルギー比（Ec/Io）の変化を計算して測定できる。受信器1200が圧縮され、出力信号が3次変調成分で占められている場合、相互変調成分は3対1の割合で増加する。RSSIスロープ法によるのと同様に、非直線性は、入力信号レベルの変化に対するEc/Icの変化によって評価できる。非直線性のレベルを測定するその他の方法も考慮できるが、本発明の範囲内に含まれるものとする。

【0057】

例示的な実施形態では、最大の性能を引出すために、能動デバイスのIIP3を、各能動デバイスに存在する非直線性量（たとえばRSSIスロープの測定により）に従って調整する。LNA1220aおよび1220bは固定利得を備える。このように、ミキサ1230は最大の信号レベルになり、LNA1220bはその次に大きい信号レベルになり、LNA1220aは最小の信号レベルになる（これはLNA1220aの利得がバンドパスフィルタ1226の挿入損失より大きいと仮定している）。これらの仮定により、妨害波が検出された場合（たとえば大きいRSSIスロープを測定することにより）、最初にミキサ1230のIIP3動作点が上昇する。ミキサ1230のIIP3を完全に調整すると（たとえば最高のIIP3動作点まで）、LNA1220bのIIP3は低下する。最後に、LNA1220bのIIP3を完全に調整すると、LNA1220aのIIP3は上昇する。例示的な実施形態では、LNA1220aを所定のIIP3動作点に維持して、受信器1200の性能を最適化する。これに反して、妨害波が検出されない場合は、最初にLNA1220bのIIP3が低下する。LNA1220bのIIP3を完全に調整すると（たとえば最低のIIP3動作点まで）、ミキサ1230のIIP3は低下する。

【0058】

LNA1220bおよびミキサ1230のIIP3を連続的（たとえば、連続的に V_{bias1} および V_{bias2} 制御電圧を供給して）または段階的に調整できる。本発明では連続的、段階的またはその他の方法を使用して、能動デバイスのIIP3を制御することを意図している。

【0059】

上述の順序でIIP3を調整することは、IIP3だけを考慮していることを仮定している。しかし、別の応用では異なる入力条件が発生したり、異なる性能要求条件を持つ可能性がある。これらの要求条件に適合するために、IIP3の調整順序を変更することができる。さらに、IIP3調整の順序を、上述と逆に（たとえば、入力信号レベルを増

加するためにIIP3を低下して)、特定の動作条件に対して受信器1200の性能を最適化することもできる。異なるIIP3調整順序および異なるIIP3調整方向は、本発明の範囲内に含まれる。

【0060】

IV. 利得制御

大部分の受信器は広範囲の入力レベルに適応するように設計されている。CDMA受信器では、必要なAGC範囲は通常80dBである。本発明の例示的な実施形態(図2参照)では、AGC範囲は減衰器1216、LNA1220aおよび1220b、パッド1222aおよび1222b、復調器1250ならびに、できれば増幅器1234により提供される。例示的な実施形態では、減衰器1216は20dBのAGC範囲、パッド1222aおよび1222bは各々5dBのAGC範囲、LNA1220aおよび1220bは各々13dBのAGC範囲、増幅器1234および/または復調器1250は24dBのAGC範囲を備えている。これらの構成要素の1つまたは複数のAGC範囲は調整可能であり、本発明の範囲内に含まれる。さらに、増幅器1234を、その他の構成要素のAGC範囲を補足するAGC範囲を備えるように設計することもできる。たとえば、パッド1222のAGC範囲を各2dB狭くし、増幅器1234を6dBのAGC範囲を備えるように設計できる。

【0061】

例示的な実施形態では、AGC範囲の最初の2dBは復調器1250により提供される。復調器1250は、AGC制御に使用できる分解能の追加ビットを備える、バンドパスサブサンプリングADC1410を含む。AGC範囲の次の20dBは、減衰器1216および/または増幅器1234により提供される。AGC範囲の次の18dBは、LNA1220aおよびパッド1222aにより提供される。AGC範囲の次の18dBは、LNA1220bおよびパッド1222bにより提供される。AGC範囲の残りの22Bは、増幅器1234および/または復調器1250により提供される。

【0062】

図8は、CDMA入力信号パワーを増加させるための、本発明による受信器1200のAGC制御動作を示す典型的な図表である。この例では、簡単のために、増幅器1234は固定利得増幅器として動作する。CDMA入力パワーレベルは、-104dB~-24dB範囲が可能である。-104dB~-102dBmでは、LNA1220aおよび1220bがON、スイッチ1224aおよび1224bがOFFになり、AGCは復調器1250により提供される。-102dB~-85dBmでは、AGCは減衰器1216により提供される。-84dB~-62dBmでは、LNA1220aはOFF、スイッチ1224aはONになり、LNA1220bはON、スイッチ1224bはOFFに留まり、AGCは減衰器1216により提供される。-63dB~-46dBmでは、LNA1220aおよび1220bはOFF、スイッチ1224aおよび1224bはONになり、AGCは減衰器1216により提供される。-46dBmより上では、減衰器1216は完全に減衰し、復調器1250へのIF信号レベルは入力IF信号レベルと共にdB単位で増加し、AGCは復調器1250によりADCの後により提供される。

【0063】

図10は、CDMA入力信号パワーを増加させるための、受信器1200のAGC制御動作を示す典型的な図表である。さらに、この例では簡単のため、増幅器1234は固定利得増幅器として動作する。-24dB~-46dBmでは、LNA1220aおよび1220bはOFF、スイッチ1224aおよび1224bはONになり、AGCは復調器1250によりADC1410の後により提供される。-46dB~-66dBmでは、AGCは減衰器1216に供給される。-66dB~-69dBmでは、減衰器1216は最小減衰状態になり、AGCは復調器1250により提供される。-70dBmでは、LNA1220bがON、スイッチ1224bがOFFになる。-70dB~-84dBmでは、AGCは減衰器1216により提供される。-84dB~-90dBmでは、AGCは復調器1250により提供される。-91dBmでは、LNA1220a

がON、スイッチ1224aがOFFになる。-91dBm~-102dBmでは、AGCは減衰器1216により提供される。-102dBm~-104dBmでは、AGCは復調器1250により提供される。

【0064】

図9、図10は、LNA1220aおよび1220bが、ONおよびOFFの場合の、入力信号レベルを示す。入力信号レベルが-85dBmを超える(図9参照)と、LNA1220aはOFFになり、信号レベルが-91dBm以下に低下するまではONにならない。6dBのヒステリシスは、LNA1220aがONとOFF状態のトグルを防止する。また同じ理由から、LNA1220bは6dBのヒステリシスを備えている。異なるヒステリシスを使用してシステム性能を最適化できるが、これも本発明の範囲内に含まれる。

10

【0065】

上述の説明は、必要とされるAGC制御の典型的な実施を示している。AGC制御は、可変利得を有するAGC増幅器を使用して実行することもできる。さらに、図2に示す減衰器1216ならびにLNA1220aおよび1220bの配列は、CDMA仕様を満たす1つの実施例に過ぎない。本明細書に述べる要素を使用するAGC機能のその他の実施、および既存の技術のその他の要素または回路に関連する要素を使用するその他の実施は、本発明の範囲内に含まれる。

【0066】

V. 測定した非直線性に従う受信器の設定

20

本発明の第1の実施形態では、能動デバイスのIIP3は受信器1200で発生する非直線性の測定レベルに従って設定される。非直線性のレベルは、RSSISロープまたはEc/Io測定値により予測できる。図11は、典型的なRSSISロープ測定を実行するタイミング図である。例示的な実施形態では、入力RF信号レベルを変化させるには、狭いパルスで減衰器1216の減衰を変化させる。各パルスは「ウイグル」と呼ばれる。RSSISロープを各パルスに対して測定し、所定の期間Tで平均してその測定値の精度を上げる。期間Tの終端で、測定したRSSISロープをRSSIしきい値と比較し、その結果を使用して、上述の方法で能動デバイスのIIP3を調整する。

【0067】

図11に示すように、T₀におけるRSSISロープ測定値はRSSIしきい値より小さくなり、受信器1200が直線限界内で動作していることを示す。このように、LNA1220bのIIP3は低下し、パワー消費を節減する。同様に、期間T₁、T₂およびT₃の終端では、測定したRSSISロープはRSSIしきい値より小さくなり、LNA1220bのIIP3は低下し続ける。期間T₄の終端では、測定したRSSISロープはRSSIしきい値よりさらに小さくなり、ミキサ1230のIIP3は低下する。これはLNA1220bのIIP3が完全に最低のIIP3動作点に調整されているためである。期間T₅の終端では、測定したRSSISロープはRSSIしきい値よりさらに大きくなり、相互変調成分が容認できないレベルにまで増加していることを示す。ミキサ1230のIIP3は上昇して、ミキサの応答の直線性を改良する。

30

【0068】

例示的な実施形態では、各パルスは200μsecの継続時間、期間Tは5msecであり、1つの期間T内のパルス数は9である。これらの値を使用すると、パルスのデューティサイクルは36%になる。好ましい実施形態では、パルスのデューティサイクルを十分小さくして、信号振幅の周期的な変化による希望する信号のEc/Ioの低下を最小限にすべきである。継続時間が短くなるようにパルス幅を選択して、AGC制御回路1280に対する外乱を最小にする。一般に、AGC制御ループは応答が遅く、短い減衰パルスによって生じる信号レベルの変化を追跡できない。これは、出力信号振幅の変化が正確に入力信号振幅および相互変調成分の変化を反映し、AGC制御回路1280で発生する変化に影響されないためには、特に重要である。しかし、短い時間幅パルスは、出力信号パワーの測定精度を低下させる。本発明は、本明細書に説明する機能に対して、種々の幅およ

40

50

びデューティサイクルのパルスを使用することを意図するものである。

【0069】

入力信号レベルの変動振幅を小さくなるように選択して、出力信号の劣化を最小にし、全体の受信器1200のIIP3上の影響を最小にする。例示的な実施形態では、RSSIスロープ測定の減衰ステップは0.5 dBである。その他の値の減衰ステップを使用することもできるが、これも本発明の範囲内に含まれる。

【0070】

例示的な実施形態では、RSSIしきい値は1.2に選択される。1つのRSSIしきい値を使用すると、連続する期間T間でIIP3動作点にトグルを発生する結果になる。これを防止するために、2つのRSSIしきい値を使用してヒステリシスを設ける。測定RSSIスロープが第1のRSSIしきい値を越えない限り、IIP3は上昇しない。また測定RSSIスロープが第2のRSSIしきい値を下回らない限り、IIP3は低下しない。単一しきい値または複数しきい値の使用は、本発明の範囲内に含まれる。

【0071】

図12は、入力RF信号パワーレベルを増加するための、本発明の受信器1200のIIP3バイアス制御動作を示す図表である。入力RF信号はCDMA信号、およびCDMA信号より+58 dB_c大きい2トーン妨害波を含む。CDMA信号パワーが-104 dB_m~-101 dB_mの間にある場合、ミキサ1230のIIP3は+10 dB_mに設定され、LNA1220aおよび1220bのIIP3は0 dB_mに設定される。CDMA信号が-101 dB_mを越えると、測定RSSIスロープはRSSIしきい値を越え、ミキサ1230のIIP3は+15 dB_mまで増加し、非直線のレベルを最小にする。減衰器1216は入力RF信号を-104 dB_m~-84 dB_m間に減衰させる。-84 dB_mでは、LNA1220aはバイパスされ、減衰器1216は最低減衰状態にリセットされる。CDMA信号パワーが-83 dB_m、-79 dB_m、-75 dB_mおよび-71 dB_mの場合は、LNA1220bのIIP3は減少して相互変調成分を最小にする。約-64 dB_mでは、LNA1220bはバイパスされ、減衰器1216は再度最低減衰状態にリセットされる。

【0072】

図13は、入力RF信号パワーレベルを減少するための、受信器1200のIIP3バイアス制御動作を示す図表である。ここでも、入力RF信号はCDMA信号、およびCDMA信号より+58 dB_c大きい2トーン妨害波を含む。最初、CDMA入力信号パワーが-60 dB_mの場合は、LNA1220aおよび1220bはバイパスされる。CDMA信号パワーが-70 dB_mに減少すると、LNA1220bはONになり、必要な利得を備える。約-76 dB_m、-80 dB_m、-84 dB_mおよび-88 dB_mでは、LNA1220bのIIP3は減少してパワー消費を最小にする。-90 dB_mでは、減衰器1216は最大減衰範囲に達し、LNA1220aはONになる。-100 dB_mでは、ミキサ1230のIIP3は減少して、入力RF信号レベルが小さいため、パワーを節減する。

【0073】

上述のように、ミキサ1230ならびにLNA1220aおよび1220bのIIP3が調整される入力RF信号パワーレベルは、測定したRSSIスロープにより決定される。図12および図13に示すように、RSSIスロープ測定は、直線的に間隔の空いたIIP3バイアス切換え点をもたらす可能性がある。さらに、階段状切換え点を連続的な調整可能バイアス制御に置き換えることができる。

【0074】

VI. 動作モードに従う受信器の設定

本発明の第2の実施形態では、能動デバイスのIIP3は受信器の動作モードに従って設定される。上述のように、受信器1300(図3参照)は、PCSまたはセルラ帯域のどちらでも動作する必要があるセルラ電話に使用できる。各帯域はデジタルおよび/またはアナログモードのどちらもサポートできる。さらに、各プラットフォームは各種の動作モー

10

20

30

40

50

ドを含むことができる。各種の動作モードを利用して、性能を改良し、バッテリーパワーを節減できる。たとえば、異なる動作モードを使用して、次のようなセルラ電話の機能をサポートできる。たとえば、１）長い待機時間のための、ページングするスロットモード、２）ダイナミックレンジ拡大のための利得ステップ、３）長い対話時間のための送信器出力停止、４）デュアルバンド電話（ＰＣＳおよびセルラ）に対する周波数帯域選択、５）システム間（ＣＤＭＡ、ＡＭＰＳ、ＧＳＭその他）を切換える多重アクセス、および６）妨害波のある状態での回路バイアス制御手段、の機能をサポートできる。

【００７５】

セルラ電話の動作モードは異なる性能要求を持つことができる。例示的な実施形態では、各動作モードは、Ｎモードビットを含む固有の識別名を割当てられる。モードビットは特定の動作モード特性を定義する。たとえば、１つのモードビットを使用してＰＣＳとセルラ帯域間を選択でき、別のモードビットを使用してデジタル（ＣＤＭＡ）またはアナログ（ＦＭ）モードの選択ができる。Ｎモードビットをコントローラ１３７０内のロジック回路に供給させて、そこでＮモードビットを最大 2^N 制御ビットを含む制御バスに復号する。制御バスは、制御を必要とする受信器１３００内の回路に送られる。制御バスは次のようなものを指示できる。たとえば、（１）ＲＦ／ＩＦプロセッサ１３４８内のミキサ、ならびにＲＦプロセッサ１３１０ａおよび１３１０ｂ内のＬＮＡのＩＩＰ３の設定、（２）受信器１３００の利得の設定、（３）受信器１３００内の他のＲＦおよびＩＦ回路に対するＤＣバイアス電圧および／または電流の設定、（４）希望する信号帯域の選択、および（５）特定周波数に対する発振器の設定、を指定できる。

【００７６】

動作モードに基づいた受信器１３００のＩＩＰ３制御の典型的な実施は、表１および２に示す。受信器１３００は、デュアルバンド（ＰＣＳおよびセルラ）およびデュアルモード（ＣＤＭＡおよびＦＭ）をサポートする。例示的な実施形態では、ＰＣＳ帯域のみがＣＤＭＡ伝送をサポートし、一方セルラ帯域はＣＤＭＡとセルラ伝送の両方（ＦＭ伝送はＡＭＰＳシステムで可能）をサポートする。例示的な実施形態では、４つのモードビットを利用する。４つのモードビットは、ＢＡＮＤ＿ＳＥＬＥＣＴ、ＩＤＬＥ／、ＦＭ／、ＬＮＡ＿／ＲＡＮＧＥビットである。ＢＡＮＤ＿ＳＥＬＥＣビットは動作帯域を決定し、１＝ＰＣＳおよび０＝セルラと定義する。ＩＤＬＥ／ビット（０＝休止）は、セルラ電話が作動していない間、受信器１３００を休止モード（たとえば低いＩＩＰ３で動作）に設定する。ＦＭ／ビット（０＝ＦＭ）は、ＦＭ信号を処理するように受信機１３００を設定する。ＬＮＡ＿ＲＡＮＧＥビット（１＝バイパス）は、受信器１３００の利得を設定する。ＬＮＡ＿ＲＡＮＧＥビットをＨ（ｈｉｇｈ）に設定すると、バイパスモードを指定する。最初のＬＡＮ１３２０ａまたは１３２１ａの V_{bias1} および V_{bias2} はＬ（ｌｏｗ）に設定され、ＬＮＡはＯＦＦになる。

【００７７】

ＢＡＮＤ＿ＳＥＬＥＣＴを０に設定すると（セルラ帯域）、受信器１３００は表１に表したセルラ動作モードの１つで動作する。表１はＬＡＮ１３２０ａまたは１３２１ｂのＩＩＰ３動作点だけを表したものである。同様の表を、ＲＦ／ＩＦプロセッサ１３４８内の能動ミキサのＩＩＰ３動作点に対して作成できる。セルラモードの間、ＬＡＮ１３２１ａまたは１３２１ｂのＤＣバイアス電流はＯＦＦになり、バッテリーパワーを節減する。

【００７８】

表１．セルラ動作モードに対する受信器制御

【表１】

IDLE/	FM/	LNA－ レンジ	LNA 1320a Vbias1	LNA 1320a Vbias2	LNA 1320b Vbias1	LNA 1320b Vbias2	動作モード
0	0	0	0	1	1	0	FM Rx
0	0	1	0	0	1	0	FM Rx
0	1	0	1	0	1	1	CDMAスロット1
0	1	1	0	0	1	1	CDMAスロット1
1	0	0	0	1	1	0	FM Rx/Tx
1	0	1	0	0	1	0	FM Rx/Tx
1	1	0	1	1	1	1	CDMA Rx/Tx
1	1	1	0	0	1	1	CDMA Rx/Tx

BAND_SELECTを1に設定すると（PCS帯域）、電話は表2に表したPCS動作モードの1つで動作する。PCSモードの間、LAN1320aまたは1320bのバイアス電流はOFFになり、バッテリーパワーを節減する。

【0079】

表2．PCS動作モードに対する受信器制御

【表2】

IDLE/	FM/	LNA－ レンジ	LNA 1321a Vbias1	LNA 1321a Vbias2	LNA 1321b Vbias1	LNA 1321b Vbias2	動作モード
0	0	0	x	x	x	x	使用しない
0	0	1	x	x	x	x	使用しない
0	1	0	1	0	1	1	PCSスロット
0	1	1	0	0	1	1	PCSスロット
1	0	0	x	x	x	x	使用しない
1	0	1	x	x	x	x	使用しない
1	1	0	1	1	1	1	PCS Rx/Tx
1	1	1	0	0	1	1	PCS Rx/Tx

表1および2は、必要な性能を維持しながらパワー消費を最小にするLNAのIIP3動作点を表す。制御を必要とする他の回路に対しては別の表を作成できる。たとえば、希望する動作モードに対して、予測される入力信号レベルを基に適正な動作範囲をAGCに設定する表を作成できる。受信器1300内の各種回路で必要なDCバイアスまたは電流を設定する他の表も作成できる。

【0080】

VII．受信信号レベルに従う受信器の設定

本発明の第3の実施形態では、能動デバイスのIIP3は、受信器内の各種の信号処理ステージにおける信号の測定振幅に従って設定される。図2によれば、パワー検出器を選択した構成要素の出力に接続して、その信号のパワーレベルを測定できる。この受信器の設定方法の第1の実施形態では、パワー検出器をLNA1220aおよび1220bならびにミキサ1230の出力に接続して、これらの構成要素からのRF信号パワーを測定できる。パワー測定値はバイアス制御回路1280に供給される。このバイアス制御回路では

、所定レベル以上の非直線性で動作するすべての構成要素の I I P 3 動作点を調整する情報を使用する。この受信器の設定方法の第 2 の実施形態では、パワー検出器をミキサ 1 2 3 0 および復調器 1 2 5 0 の出力に接続して、これらの構成要素からの R F 信号およびベースバンド信号のパワーをそれぞれ測定できる。パワー測定値はバイアス制御回路 1 2 8 0 にも供給される。これら 2 つの測定値間のパワーの差は、帯域外信号からのパワーを表し、必要な I I P 3 性能を推測するのに使用できる。バイアス制御回路 1 2 8 0 は、上記の方法で構成要素の動作点を調整して、性能の必要レベルを維持する。パワー検出器は、ローパスフィルタを持つダイオード検出器などの多くの既存の技術的方法で実施できる。

【 0 0 8 1 】

VIII . 必要なダイナミックレンジに従う A D C の設定

10

同時係属の米国特許出願第 0 8 / 9 8 7 , 3 0 6 号で開示されているように、本発明の受信器内の A D C を、パワー消費を最小にしながら、必要なダイナミックレンジを備えるように設計できる。セルラ電話の携帯性特性より、C D M A 通信システムではパワー消費は特に重要である。A D C を、高いダイナミックレンジを必要としないときは、

A D C の部分を無効にしてパワー消費を最小にするように設計することができる。また、A D C を、A D C に入る信号の振幅、および必要性能を基に変化できる調整可能バイアス電流を備えるように設計することもできる。また、低いダイナミックレンジしか必要でない場合は、A D C の基準電圧を低く調整して、パワー消費を最小にすることもできる。さらに、高いダイナミックレンジを必要としない場合は、A D C のサンプリング周波数を低くして、パワー消費をさらに小さくすることもできる。必要な場合は上述の構成を組合せて、最大のパワー節減をしながら性能の必要レベルを提供できる。

20

【 0 0 8 2 】

典型的な C D M A 通信システムでは、I S - 9 8 - A 規格で指定されているような様々な動作条件の下で、受信器を動作するように設計できる。例示的な実施形態では、入力 R F 信号は、 $-10.4 \text{ dB}_m \sim -7.9 \text{ dB}_m$ の範囲の C D M A 信号を含む。I S - 9 8 - A は 2 トーンおよびシングルトーン動作条件を指定している。2 トーン動作条件では、入力 R F 信号は、C D M A 信号および 2 つの妨害波 (C D M A 信号の振幅より $+5.8 \text{ dB}_c$ 大きく、C D M A 信号の中心周波数から $+900 \text{ KHz}$ および $+1700 \text{ KHz}$ の位置にある) を含んでいる。シングルトーン条件では、入力 R F 信号は、C D M A 信号および単一の妨害波 (C D M A 信号の振幅より $+7.2 \text{ dB}_c$ 大きく、C D M A 信号の中心周波数から $+900 \text{ KHz}$ の位置にある) を含んでいる。これらの仕様は受信器の悪い場合の動作条件を表している。

30

【 0 0 8 3 】

例示的な実施形態では、A D C を、悪い場合の動作条件で動作するのに必要なダイナミックレンジを備えるように設計する。実際、これらの悪い動作条件は頻繁に発生する。したがって、常時高いダイナミックレンジモードで A D C を動作すると、資源を浪費することになる。本発明の受信器では、高いダイナミックレンジを必要としないときは、パワー消費を最小にするように A D C を構成できる。

【 0 0 8 4 】

例示的な実施形態では、A D C への希望する信号 (たとえば帯域内の C D M A 信号) の振幅を、A D C の雑音下限値 (noise floor) より $+2.0 \text{ dB}$ 大きく維持する。これは、デジタル信号処理後に希望する信号レベルの振幅を測定して、その測定振幅値を使用してフロントエンドの利得を調整することにより実行できる。上の条件 (たとえば雑音下限値より $+1.8 \text{ dB}$ 大きい) は、結果的に受信器の性能の必要レベルとなる。この条件を満たすために、4 ビットの分解能を持つ A D C を利用して、希望する信号を量子化する。

40

【 0 0 8 5 】

しかし A D C への信号は、希望する信号に妨害波が重畳している。妨害波の振幅は広い範囲に渡って変化し、A D C への信号の大きな部分を占める可能性がある。希望する信号および妨害波は、A D C の上限以内にあり、その結果これらの信号のクリッピ

50

ングは発生しない。このように、妨害波のクリッピングが、信号帯域内に入り希望する信号を劣化させる相互変調成分になるため、ADCにより妨害波は適正に量子化され必要がある（妨害波が最終的に後段のデジタル信号処理で濾波除去されなくても）。

【0086】

例示的な実施形態では、ADCは、12ビットの分解能を備え、悪い動作条件の場合にも適合するように設計される。分解能の残り8ビットは、妨害波およびAGC制御用に確保されている。ADCのダイナミックレンジを調整して、パワー消費を最小にしながら、クリッピング無く希望する信号および妨害波を適正に量子化することができる。

【0087】

例示的な実施形態では、希望する信号の振幅およびADCに入る信号の振幅を測定して、必要はダイナミックレンジを予測できる。希望する信号の振幅は、希望する信号のRSSIを計算して測定できる。RSSI測定は、前述の米国特許第5,107,225号で詳細に説明されている。例示的な実施形態では、RSSI測定は、好ましくない音像およびスプリアス信号を除去するデジタル信号処理の後の希望する信号について実行する。

ADCへの信号の振幅を、ADCの入力に接続したパワー検出器によって測定できる。パワー検出器は、ダイオードまたはピーク検出器によって実現できる包絡線検出器などの技術的に既知の方法で実現できる。ピーク検出器は、ADCへの入力信号が

ADCの飽和電圧（基準電圧の1/2）以上かどうかを検出できる。飽和電圧以上の場合、ADCを高いダイナミックレンジモードに切換えできる。代替方法としては、

ADCへの信号の振幅を、ミキサ1230の出力またはバンドパスフィルタ1234（図2参照）などのフロントエンド内の各種の構成要素からの信号振幅の測定によって予測できる。さらに、パワー検出器を使用して、信号の振幅を測定できる。パワー検出器と

ADC間に置かれた構成要素の利得を考慮に入れて、ADCへの信号の振幅を計算する。さらに、予測精度を上げるためには、測定した信号のスペクトル成分はADCへの信号のスペクトル成分に近いのが良い。精度の劣る予測は不適正なダイナミックレンジ調整動作を引起す。

【0088】

希望する信号およびADCに入る信号の振幅を基に、必要なダイナミックレンジを次のように計算できる。

【0089】

【式3】

$$DR_{required} = 20 \log \left(\frac{V_{ADC}}{V_{desired}} \right) + 20.8 \quad (6)$$

ここで $DR_{required}$ は、dB単位の必要なダイナミックレンジ、 V_{ADC} はADCに入る信号の振幅、 $V_{desired}$ はADCの入力における希望する信号の振幅である。

【0090】

代替方法としては、受信器の動作モードを基に必要なダイナミックレンジを決定できる。各動作モードを、異なる動作条件と関連付けできる。たとえば、妨害波が信号帯域近くの可能性があるため、CDMAモードは高いダイナミックレンジを必要とする。FMモードは、入力必要条件が厳格でないため、低いダイナミックレンジでも良い。

【0091】

例示的な実施形態では、同時係属の米国特許出願第08/987,306号で開示されているように、12ビットの分解能が2つのループのMASH4-4構造により提供される。図14によれば、ループ110a（すなわち、第2のループ）は第1のダイナミックレンジを提供し、低雑音下限値を持つ。ループ110b（すなわち、第1のループ）は第2のダイナミックレンジを提供するが、ループ110aよりわずかに大きい雑音下限値を

持つ。ループ 1 1 0 a の低雑音下限値の一部は、大きいバイアス電流を持つループ 1 1 0 a 内の増幅器のバイアス、およびループ 1 1 0 a が持つ容量の大きいコンデンサが原因している。例示的な実施形態では、ADC への信号の振幅および必要なダイナミックレンジを基に、MASH ADC 1 0 0 内の各ループ 1 1 0 は選択的に無効にして、パワー消費を最小にできる。さらに、各ループ 1 1 0 内の増幅器のバイアス電流を調整して、パワー消費を最小にし、かつ必要な性能を維持できる。

【0092】

高いダイナミックレンジを必要とする場合は、ADC への信号をループ 1 0 0 a に供給して、すべての増幅器のバイアス電流を高く設定し、MASH ADC 1 0 0 を上述の方法で動作させる。この動作条件は、CDMA 信号および + 5 8 d B_c の 2 つの大きい妨害波を含む入力 RF 信号、または CDMA 信号および + 7 2 d B_c の大きい 1 つの妨害波を含む RF 信号から導き出すことができる。希望する信号の振幅が増加、または妨害波の振幅が減少すると共に、必要なダイナミックレンジは狭くなる。このような状態では、ループ 1 1 0 b を無効にでき、ループ 1 1 0 a からの出力 Y_1 は ADC からの出力を含む。代替方法としては、ループ 1 1 0 b を無効にして、ADC への入力をループ 1 1 0 b に供給でき、ループ 1 1 0 b からの出力 Y_2 は ADC からの出力を含む。このようにして、1 つまたは 2 つのループを無効にして、必要なダイナミックレンジを提供できる。

【0093】

ループが無効になるダイナミックレンジしきい値は、多数の考慮条件を基に選択できる。しきい値は、入力 RF 信号の振幅の統計値を基に選択できる。たとえば、入力信号が種々の振幅の妨害波を含む時間パーセントを作表できる。この情報を使用して、大部分の時間で最小数のループを確実に有効にすることにより、最小パワー消費を得られるダイナミックレンジしきい値を選択できる。またしきい値を ADC の設計性能を基に選択することもできる。たとえば、X d B のダイナミックレンジを備える第 1 ループ設計は、実質的には Y d B のダイナミックレンジを備える第 2 ループ設計より大きいパワーを必要とし (Y は X よりわずかに小さい)、第 2 ループ設計はむしろ好まれるもので、そのダイナミックレンジしきい値を第 2 ループ設計の性能に従って選択できる。ダイナミックレンジしきい値を選択する際には、その他の多数の条件を考慮に入れることもできるが、これも本発明の範囲内に含まれる。さらに、各しきい値にヒステリシスを持たせて、有効および無効状態の間のループのトグルを防止できる。

【0094】

各ループ 1 1 0 内の増幅器のバイアス電流を調整して、必要な性能を備えながら、パワー消費を最小にできる。例示的な実施形態では、ループ 1 0 0 a のバイアス電流が 1 0 m A に、ループ 1 0 0 b のバイアス電流が 6 m A に設計されている。例示的な実施形態では、ループ 1 1 0 a 内で、共振器 1 3 0 a 内の増幅器は 6 m A の消費電流に、共振器 1 3 0 b 内の増幅器は 4 m A の消費電流に設計されている。高いダイナミックレンジが必要な場合は、各増幅器のバイアス電流は大きく設定される。高いダイナミックレンジを必要としない場合は、バイアス電流を減少できる。ダイナミックレンジは、バイアス電流にほぼ比例し変化し、バイアス電流が 1 / 2 に減少するとダイナミックレンジが 6 d B 低下する。このように、ダイナミックレンジを 6 d B 低下する必要がある場合は、共振器 1 3 0 a 内の増幅器のバイアス電流を 6 m A から 3 m A に減少でき、共振器 1 3 0 b 内の増幅器のバイアス電流を 4 m A から 2 m A に減少できる。同様に、高いダイナミックレンジを必要としない場合には、ループ 1 1 0 b 内の増幅器のバイアス電流を減少できる。本発明では、バイアス電流を、不連続または連続的に調整できる。

【0095】

パワー消費を最小化するその他の機構は、ADC 内の基準電圧の調整を行うことである。ADC のダイナミックレンジは、最大入力信号振幅および回路雑音と量子化雑音を含む ADC からの雑音によって決定される。必要ダイナミックレンジが減少すると共に、ほぼ同一雑音レベルを維持しながら、基準電圧を低下できる。これに該当する場合

は、１つのループが切離された時であり、ＡＤＣの基準電圧が一定に保持されているために量子化雑音が回路雑音よりかなり大きくなる。基準電圧を低下させて、量子化雑音が回路雑音にほぼ等しくすることにより、信号レベルを低レベルに維持しながら、性能の必要レベルを満たすことができる。基準電圧およびＡＤＣ内の信号振幅を減少させることにより、増幅器のバイアス電流を減少できる。その他の利点として、ＡＤＣを駆動する増幅器が、より小さい最大信号振幅を持ち、少ない電流でバイアスされることである。

【００９６】

増幅器のバイアス電流の調整は、ループの無効化に無関係、または関連付けて実行できる。例示的な実施形態では、ループは必要ダイナミックレンジのおよそのレンジ幅を基に有効化され、バイアス電流はダイナミックレンジの精密な調整に使用される。代替方法としては、分析および測定を実行して、ＡＤＣの各種の構成で提供されるダイナミックレンジを決定できる。この情報を作表して格納できる。その後、必要なダイナミックレンジを基に、作表データを使用して、ＡＤＣを構成できる。パワー消費を最小にしながら、必要ダイナミックレンジを備えるＡＤＣを構成するのに使用する各種の方法は、本発明の範囲内に含まれる。

【００９７】

例示的な実施形態では、両方のループが有効の場合には、ＡＤＣは７９ｄＢのダイナミックレンジ（または１２ビットより大きい分解能）を備え、３２のオーバーサンプリング率（ＯＳＲ）が利用される。バンドパスＡＤＣについては、オーバーサンプリング率は、入力信号の両側帯域幅の２倍以上のサンプリング周波数、つまり $OSR = f_s / 2 f_{BW}$ として定義される。同等のビット数をダイナミックレンジから計算でき、また逆に次式からも計算できる。

【００９８】

$$DR = 6.02 \cdot M + 1.73 \quad (7)$$

Mはビット数、DRの単位はｄＢである。例示的な実施形態では、ループ１１０aは５４ｄＢ、ループ１１０bは４２ｄＢのダイナミックレンジを備え、組み合わせるとループ１１０a + １１０bは７９ｄＢのダイナミックレンジを備える。例示的な実施形態では、必要ダイナミックレンジが３６ｄＢより小さい場合はループ１１０bが利用され、必要ダイナミックレンジが３６ｄＢ～４８ｄＢの場合はループ１１０aが利用され、必要ダイナミックレンジが４８ｄＢより大きい場合はループ１１０aおよび１１０bが利用される。例示的な実施形態では、入力RF信号の振幅変動に対応するために、６ｄＢの余裕を確保する。

【００９９】

ダイナミックレンジしきい値にヒステリシスを持たせて、有効と無効状態間のトグルを防止できる。上述の例示的な実施形態では、各ダイナミックレンジしきい値は、上側しきい値および下側しきい値を含む。高いダイナミックレンジを持つループは、必要ダイナミックレンジが上側しきい値を越えない限り、有効にされない。低いダイナミックレンジを持つループは、必要ダイナミックレンジが下側しきい値より低くならない限り、有効にされない。たとえば、６ｄＢのヒステリシスを持つ場合は、ループ１１０aは、必要ダイナミックレンジが５１ｄＢを越えない限り、有効にされない。ループ１１０aのみで動作している間は、ループ１１０bは有効であり、ループ１１０aは必要ダイナミックレンジが４５ｄＢより低くなる場合だけ無効になる。

【０１００】

表３に、CDMA通信システムに対する本発明の例示的な実施形態を示す。希望する信号レベルが高（high）の場合は、低いダイナミックレンジが必要とされ、ループ１１０bのみが有効になる。希望する信号レベルが低（low）で、妨害波レベルが高の場合は、妨害波および希望するを適正に量子化するために高いダイナミックレンジが必要とされる。希望する信号レベルが低で、妨害波レベルが低の場合は、２つのオプションが有効になる。ＡＤＣへの信号を増幅し、低い信号レベルをループ１１０bでサンプリング

10

20

30

40

50

可能な高い信号レベルにまで増加できる。代替方法としては、ループ 1 1 0 a を使用して、信号をサンプリングできるが、パワー節減のためにバイアス電流は減少し、低い信号レベルに一致するためにループ 1 1 0 a 内の D A C レベルは減少することになる。

【 0 1 0 1 】

表 3 . 入力信号に基づく A D C 構成

【表 3】

信号レベル	妨害波レベル	A D C 構成
低	低	ループ 1 1 0 b 又は 1 1 0 b ¹ 有効
低	高	ループ 1 1 0 a 又は 1 1 0 b 有効
高	低	ループ 1 1 b 有効
高	高	ループ 1 1 b 有効

10

注 1 :

1) 第 1 オプションはループ 1 1 0 b を有効にし、 A D C への信号を 6 d B 増幅する。

【 0 1 0 2 】

2) 第 2 オプションはループ 1 1 0 a を有効にし、ループ 1 1 0 a 内のバイアス電流と D A C レベルを減少する。

20

【 0 1 0 3 】

同時係属の米国特許出願第 0 8 / 9 8 7 , 3 0 6 号に述べられているように、 A D C のダイナミックレンジはオーバーサンプリング率の関数である。入力信号の帯域幅が固定であるため、高いサンプリング周波数は高いオーバーサンプリング率、および高いダイナミックレンジに対応する。しかし、高いサンプリング周波数は、 A D C を実行するのに使用する回路により、大きいパワー消費を引起すことになる。たとえば、 C M O S のパワー消費は、 C M O S 回路のスイッチングクロック周波数に比例する。バイポーラ回路では、高い動作周波数は、一般により大きいバイアス電流が必要な広い帯域幅回路を必要とする。高いスイッチング周波数はスイッチング動作により大きいバイアス電流、および高速セトリングの増幅器に大きいバイアス電流を必要とする。

30

【 0 1 0 4 】

本発明では、高いダイナミックレンジを必要としない場合は、 A D C のサンプリング周波数を減少してパワー消費を最小化できる。サンプリング周波数を減少すると、 A D C 内の回路のバイアス電流を減少できる。また低いサンプリング周波数は、 A D C 内の回路のパワー消費を減少する結果になる。

【 0 1 0 5 】

理論的には、4 次のバンドパス A D C については、ダイナミックレンジはオーバーサンプリング率のオクターブ減少当り 2 7 d B だけ減少する。しかし、1 6 より小さいオーバーサンプリング率については、ダイナミックレンジは 2 7 d B / オクターブより急激に減少する。好ましい実施形態では、オーバーサンプリング率は最小の 1 6 に維持される。

40

【 0 1 0 6 】

多くの応用では、サンプリング周波数の変更には、受信器周波数計画を注意深く分析する必要がある。サブサンプリング 受信器については、 I F 信号の中心周波数 (たとえば A D C への信号) はサンプリング周波数とは無関係である。第 1 の周波数変換を調整して、新しいサンプリング周波数で必要になる新しい I F 周波数の I F 信号を発生させる。過大な振幅のスプリアス信号および高調波が新しい I F 帯域に入らないように、注意する必要がある。

【 0 1 0 7 】

また受信器を、2 つまたはそれ以上の A D C を備えるように設計して、2 つまたはそ

50

れ以上の動作モードをサポートできる。これにより、ADCを最適化して、パワー消費を最小にしながら必要性能を備えるようにできる。適正なADCを、動作モードによって切換えて使用できる。たとえば、受信器が2つのADCを備えるように設計し、1つをCDMAモード用に、1つをFMモード用にすることもできる。低い信号帯域幅と低い必要ダイナミックレンジの理由から、FMモード用のADCを非常に低いパワー消費に設計できる。受信器がCDMAまたはFMのどちらで動作しているかによって、適正なADCを切換えて使用できる。

【0108】

好ましい実施形態のこれまでの説明で、当業者が本発明を製作または使用することができる情報を提供した。当業者には、これらの実施形態に対する各種の変更形態は容易に理解できるものであり、本明細書に定義する一般的原理は、発明的能力無しにその他の実施形態に適用可能である。このように、本発明は本明細書に示す実施形態に限定することを意図するものではなく、本明細書に開示する原理および新規の構成に最も広い範囲で適用するものである。

【図面の簡単な説明】

本発明の特徴、目的および利点は、図面と関連付けて以下に述べる詳細な説明でさらに明らかにする。図中の同一参照符号は全体を通して同一物を規定する。

【図1】 図1は、従来技術による典型的な受信器のブロック図である。

【図2】 図2は、本発明による典型的なプログラブルリニャー受信器のブロック図である。

【図3】 図3は、本発明による典型的なプログラブル・リニャー・デュアルバンド受信器のブロック図である。

【図4】 図4は、本発明による受信器内に使用している典型的なQPSK復調器のブロック図である。

【図5(A)および5(B)】 図5(A)、5(B)は、低雑音増幅器(LNA)および電流源の典型的なディスクリート設計の概略図であり、それぞれ本発明による受信器内に使用されている。

【図6】 図6は、それぞれ、LNA内に使用しているトランジスタのバイアス電流に対するIIP3性能、およびLNAの性能曲線の図表である。

【図7】 図7は、それぞれ、LNA内に使用しているトランジスタのバイアス電流に対するIIP3性能、およびLNAの性能曲線の図表である。

【図8(A)および8(B)】 図8(A)、8(B)は、それぞれ、IS-98-Aで規定されているCDMAに対する2トーンおよびシングルトーン妨害波の仕様の図表である。

【図9】 図9は、それぞれ、CDMA入力パワーの増減に対するAGC制御範囲の図表である。

【図10】 図10は、それぞれ、CDMA入力パワーの増減に対するAGC制御範囲の図表である。

【図11】 図11は、本発明による典型的なIIP3バイアス制御機構の図である。

【図12】 図12は、それぞれ、CDMA入力パワーの増減に対するIIP3バイアス制御の図表である。

【図13】 図13は、それぞれ、CDMA入力パワーの

【図14】 図14は、典型的な2-ループ・バンドパスMA SH アナログ-デジタル変換器のブロック図である。

【符号の説明】

1114...デュプレクサ、1116...低雑音増幅器(LNA)、1118...バンドパスフィルタ、1124...バンドパスフィルタ、1216...減衰器、1226...バンドパスフィルタ、1232...バンドパスフィルタ、1314...デュプレクサ、1316...減衰器、1326...バンドパスフィルタ、1327...バンドパスフィルタ、

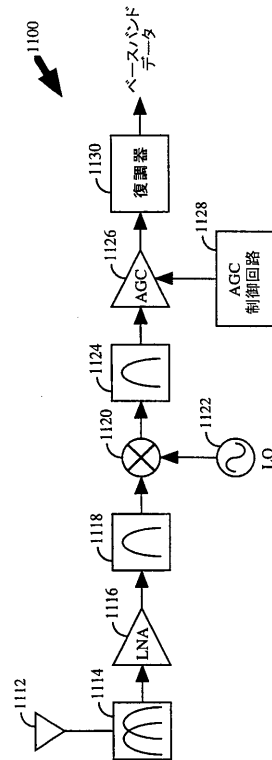
10

20

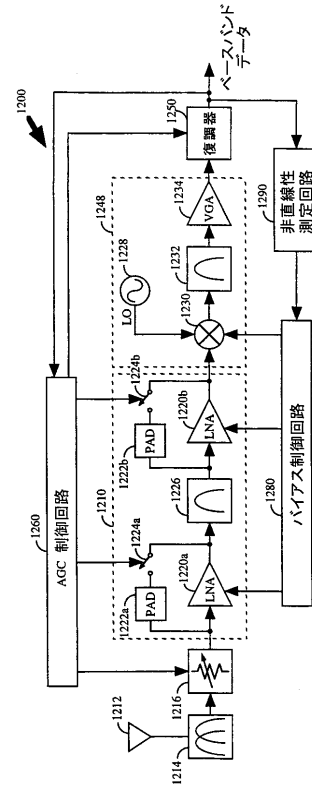
30

40

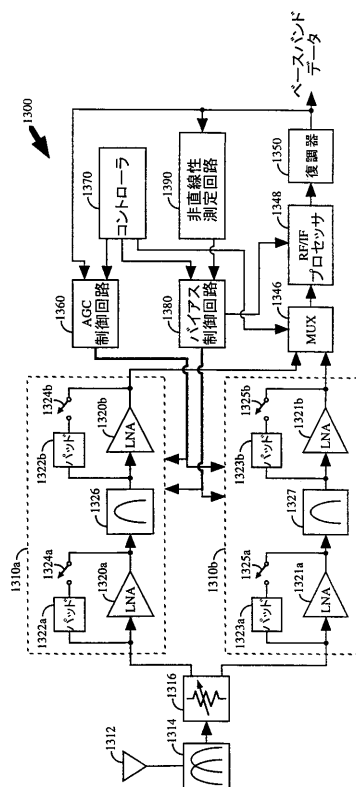
【図 1】



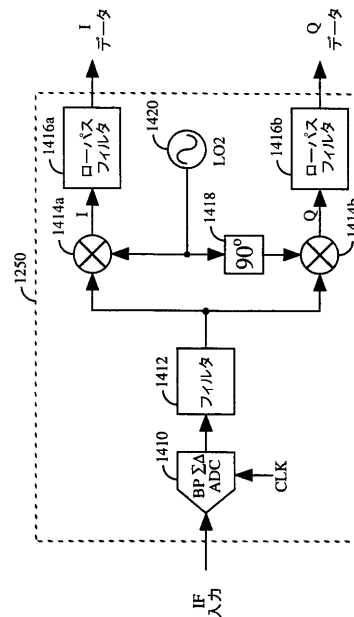
【図 2】



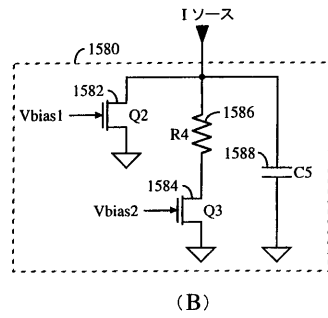
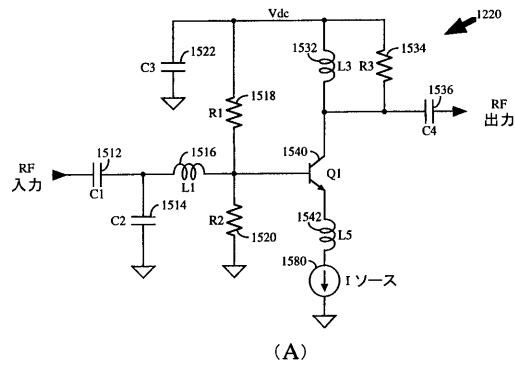
【図 3】



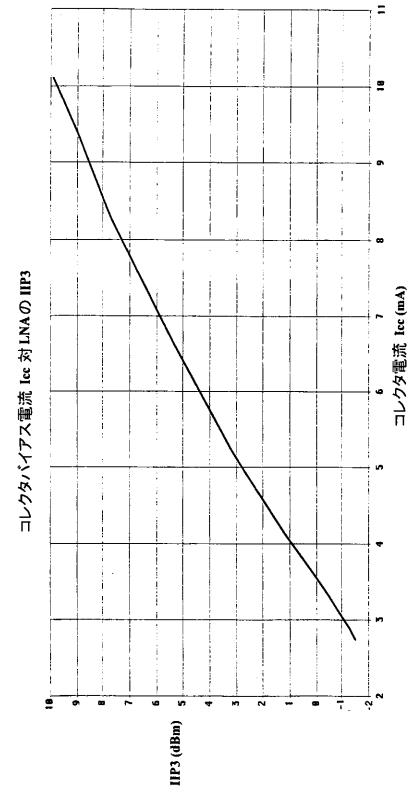
【図 4】



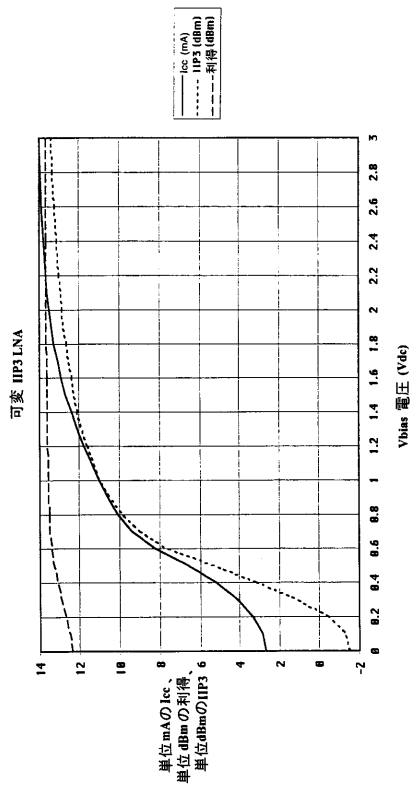
【図 5】



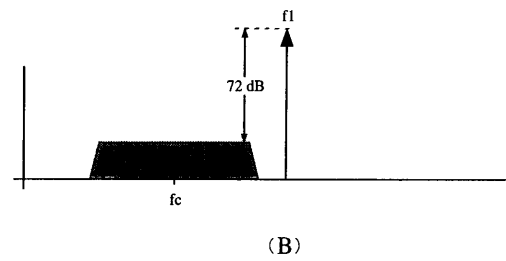
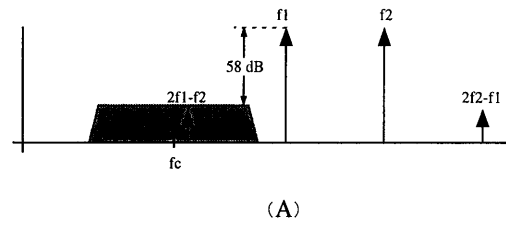
【図 6】



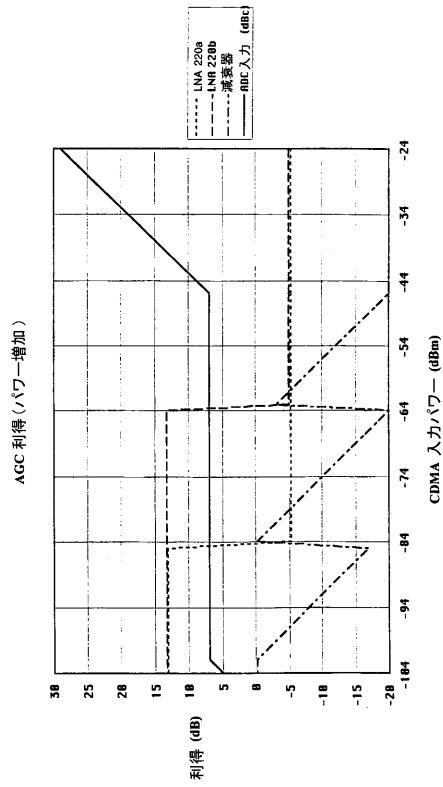
【図 7】



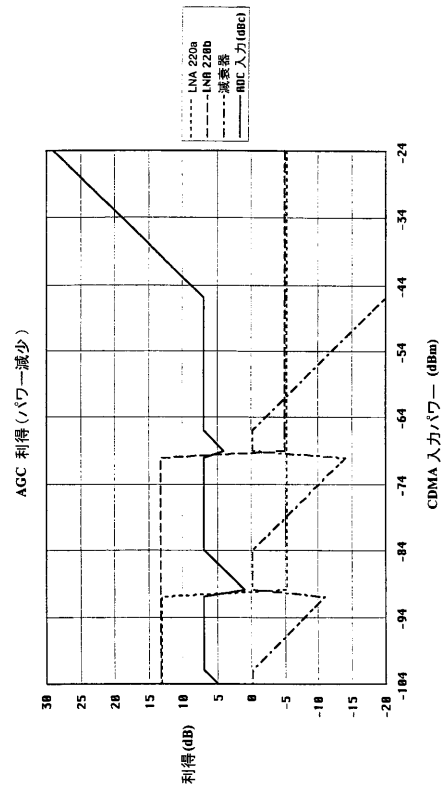
【図 8】



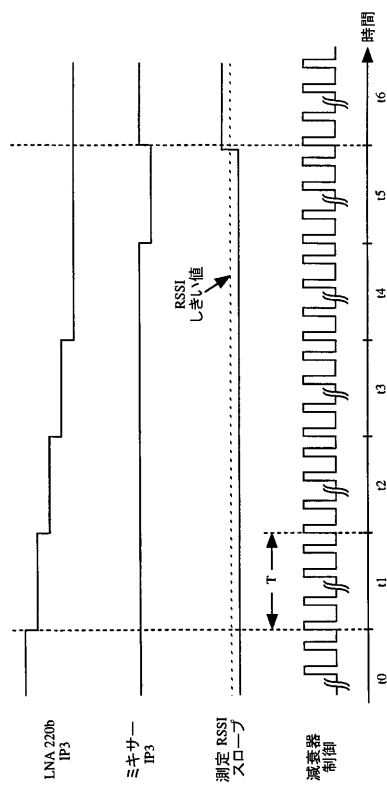
【図 9】



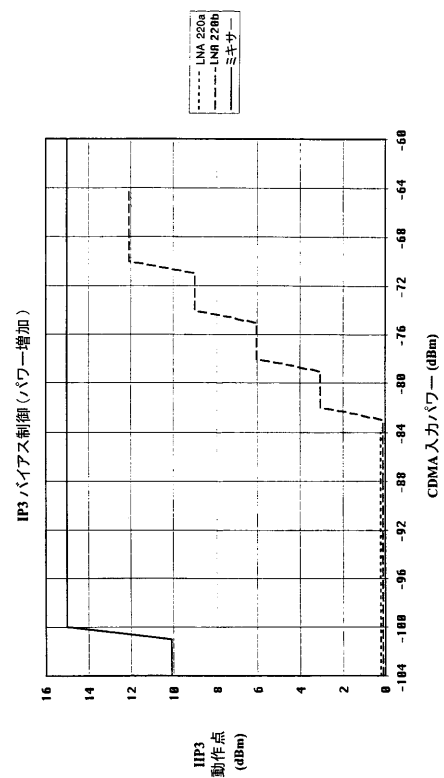
【図 10】



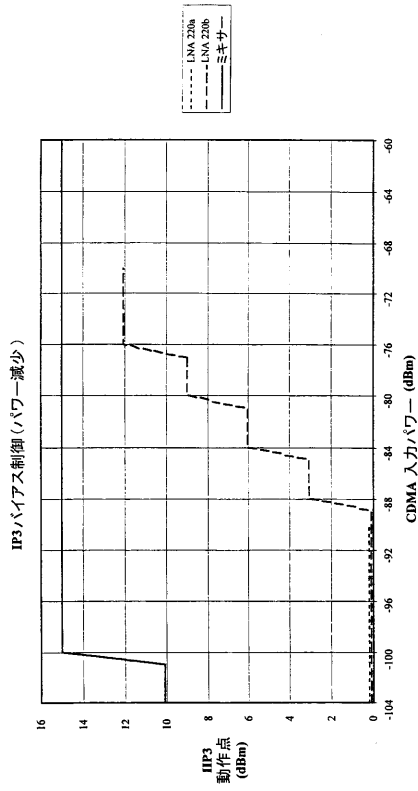
【図 11】



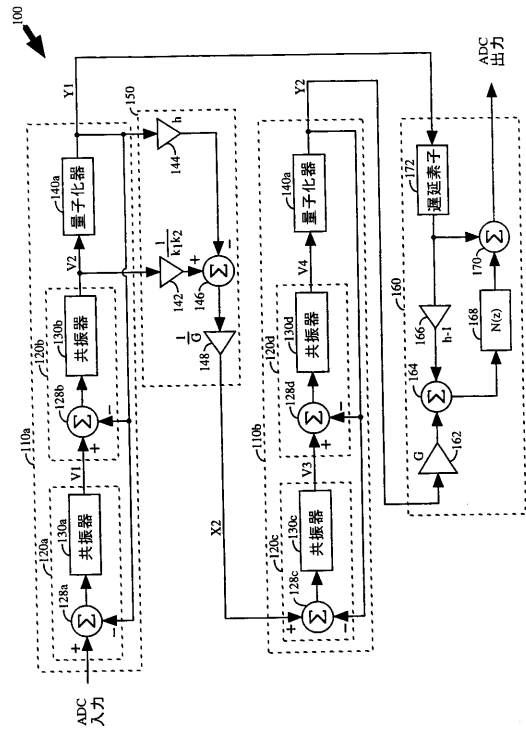
【図 12】



【図 13】



【図 14】



フロントページの続き

- (72)発明者 ユーニス、サエド・ジー
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、ジョーダン・リッジ・コート
1 2 7 6 7
- (72)発明者 バザルジャニ、セイフォラー・エス
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、ティバートン・ロード 1 3
2 8 0
- (72)発明者 チッカレリ、スティーブン・シー
アメリカ合衆国 カリフォルニア州 9 2 0 2 4 エンチニータス、サマーソング・レーン 7 1
4

審査官 佐藤 敬介

- (56)参考文献 特開平 0 3 - 2 8 5 4 2 4 (J P , A)
特開平 0 9 - 1 6 2 7 3 9 (J P , A)

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)

H04B 1/16

H03M 1/18