

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4160260号
(P4160260)

(45) 発行日 平成20年10月1日(2008.10.1)

(24) 登録日 平成20年7月25日(2008.7.25)

(51) Int.Cl.		F I	
HO4B	1/10 (2006.01)	HO4B	1/10 F
HO4B	7/26 (2006.01)	HO4B	7/26 I O 2
HO4J	13/00 (2006.01)	HO4J	13/00 A
HO4L	27/22 (2006.01)	HO4L	27/22 D

請求項の数 9 (全 12 頁)

(21) 出願番号	特願2000-535099 (P2000-535099)	(73) 特許権者	502086784
(86) (22) 出願日	平成11年3月4日(1999.3.4)		エリクソン インコーポレイテッド
(65) 公表番号	特表2002-506313 (P2002-506313A)		ERICSSON INC.
(43) 公表日	平成14年2月26日(2002.2.26)		アメリカ合衆国 テキサス州 75024
(86) 国際出願番号	PCT/US1999/004783		, プラノ, レガシー ドライブ 6300
(87) 国際公開番号	W01999/045653		6300 Legacy Drive, P
(87) 国際公開日	平成11年9月10日(1999.9.10)		lano, Texas 75024, U.
審査請求日	平成18年2月7日(2006.2.7)		S. A.
(31) 優先権主張番号	09/035,944	(74) 代理人	100076428
(32) 優先日	平成10年3月6日(1998.3.6)		弁理士 大塚 康徳
(33) 優先権主張国	米国 (US)	(74) 代理人	100101306
			弁理士 丸山 幸雄
		(74) 代理人	100115071
			弁理士 大塚 康弘

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 狭帯域干渉信号が存在する場合に受信機のダイナミックレンジ改善する装置、システム、及び方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

受信機のダイナミックレンジを改善するために前記受信機内に設けられる装置であって、

受信信号の誤り率を算出するためのプロセッサと、
調整可能な入力インターセプトポイントを有し、前記プロセッサと接続された低雑音増幅器と、
を有し、

前記送信パワーレベルが低く、算出された前記誤り率が所定の閾値よりも大きい場合には、前記入カインターセプトポイントを最大レベルに設定し、

前記送信パワーレベルは低い、算出された前記誤り率が所定の閾値を越えない場合には、前記入カインターセプトポイントを最小レベルに設定し、

前記送信パワーレベルが高い場合には、前記入カインターセプトポイントを最大レベルに設定することを特徴とする装置。

【請求項 2】

算出された前記誤り率はフレーム消去率であることを特徴とする請求項 1 に記載の装置。

【請求項 3】

前記低雑音増幅器の利得は、受信信号強度に基づいて調整されることを特徴とする請求項 1 に記載の装置。

【請求項 4】

信号を送受信するシステムであって、
 送信のための信号を処理する送信パスと、
 受信した信号を処理するための受信パスと、
 を有し、
 前記受信パスは、
 調整可能な入力インターセプトポイントを持つ低雑音増幅器と、
 前記低雑音増幅器に接続され、受信信号の誤り率を算出するプロセッサと、
 を含み、
前記送信パワーレベルが低く、算出された前記誤り率が所定の閾値よりも大きい場合には、前記入カインターセプトポイントを最大レベルに設定し、
前記送信パワーレベルは低い、算出された前記誤り率が所定の閾値を越えない場合には、前記入カインターセプトポイントを最小レベルに設定し、
前記送信パワーレベルが高い場合には、前記入カインターセプトポイントを最大レベルに設定することを特徴とするシステム。

【請求項 5】

算出された前記誤り率はフレーム消去率であることを特徴とする請求項 4 に記載のシステム。

【請求項 6】

前記低雑音増幅器の利得は、受信信号強度に基づいて調整されることを特徴とする請求項 4 に記載のシステム。

【請求項 7】

受信機のダイナミックレンジを改善する方法であって、
 受信信号の誤り率を算出するステップと、
 送信パワーレベルを検出するステップと、
 算出された前記誤り率及び検出された前記送信パワーレベルに応じて、前記受信機の低雑音増幅器の入カインターセプトポイントを設定する設定ステップと、
 を含み、
前記設定ステップは、
前記送信パワーレベルが低く、算出された前記誤り率が所定の閾値よりも大きい場合には、前記入カインターセプトポイントを最大レベルに設定し、
前記送信パワーレベルは低い、算出された前記誤り率が所定の閾値を越えない場合には、前記入カインターセプトポイントを最小レベルに設定し、
前記送信パワーレベルが高い場合には、前記入カインターセプトポイントを最大レベルに設定することを特徴とする方法。

【請求項 8】

算出された前記誤り率は、フレーム消去率であることを特徴とする請求項 7 に記載の方法。

【請求項 9】

受信信号強度を検出するステップと、
 検出した前記受信信号強度に基づいて低雑音増幅器の利得を選択するステップと、
 を更に含むことを特徴とする請求項 7 に記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、受信機のダイナミックレンジを改善する装置、システム及び方法に関する。更に特定的には、本発明は、狭帯域干渉信号が存在する場合に受信機のダイナミックレンジを改善する装置、システム及び方法に関する。

【0002】

【従来の技術】

10

20

30

40

50

符号分割多元接続 (CDMA) デュプレックス無線方式などのデュプレックス無線方式は、拡散スペクトルフルデュプレックス通信を使用して、携帯電話の呼を送受信する。IS-95標準規格に係るCDMA無線方式では、送信される情報は、通常、デジタル化され、コード化され、1.23メガヘルツ (MHz) の帯域幅にわたって拡散される。典型的なIS-95利用者ユニット送信機は、時変位相と振幅成分の両方を含むオフセット横軸位相偏移変調 (OQPSK) を使用する。したがって、送信機出力は、振幅変調 (AM) の要素を有し、一定のエンベロープ信号でない。CDMA基地局も時変位相と振幅成分の両方を持つ横軸位相偏移変調 (QPSK) を使用する。受信端末では、広帯域拡散信号が、逆拡散され、復号され、アナログ形式に逆変換される。周波数選別フィルタは、デュプレクサと呼ばれ、利用者ユニットに用いられて、送受信信号を互いに結合し、送受信を同時にを行うことを可能とする。

10

【0003】

図1は従来の利用者ユニットデュプレックスシステムを示す。このシステムは、送信 (TX) パスと受信 (RX) パスとを含む。TXパスはOQPSK変調信号を増幅するためのドライバ110と、変調信号をフィルタリングするためのTXフィルタ120と、送信用のフィルタリングされた信号を増幅するための増幅器 (PA) 130と、を含む。信号はデュプレクサ140によってフィルタリングされて、アンテナ145を通して基地局に送信される。信号はアンテナ145を通して基地局から受信されて、デュプレクサ140によってフィルタリングされる。デュプレクサアイソレーションは完全ではないので、送信信号の一部、 P_{TX-RX} は、その送信機の作動時に、受信機の入力に現れる。受信信号はR

20

X低雑音増幅器 (LNA) 150により増幅されて、RXフィルタ160によってフィルタリングされ、ミクサ170で局部発振器 (LO) 周波数と混合される。そして、受信信号は、例えば、IFフィルタに入力される。

【0004】

CDMAシステムは、近年の高性能移動電話システム (AMPS) のセルラー電話周波数帯を利用したシステムに配備されるので、干渉の潜在源は、IS-95の利用者ユニットによって送信される広帯域拡散スペクトル信号と、それと同じ周波数帯に共存する比較的狭帯域AMPS信号と、の間に存在する。送信機が動作している際に、AMPS信号、或いは、なんらかの狭帯域信号が、受信機のRFパス帯域内に存在する場合には、送信信号のAM成分は、LNA150の3次非線形性のため、狭帯域信号上に移る。この効果 (混

30

変調と呼ばれる) は振幅変調システムでよく知られている。

【0005】

CDMA送信信号の帯域幅は比較的大きい (1.23MHz) のので、この広帯域TX混変調信号は、狭帯域干渉信号が望ましいRXチャンネルに関してどこに位置するかに応じて、望ましい受信信号のIF通過域に現れ得る。事実、TX拡散帯域幅とRXチャンネル帯域幅の半分とを加えたものよりも、RX中心周波数に近似した中心周波数を持つ、いかなる狭帯域干渉信号についても、TX混変調積はIF帯域幅に落ちる。AMPS/CDMAシステムでは、このことは、RX中心周波数のおよそ1.85MHz以内の中心周波数を有するいかなる狭帯域干渉信号も、RXIF通過域内で、好ましくないTX変調を生成することを意味する。この混変調積の実際の効果は、必要な受信信号をマスクし、その結果、

40

受信機の感度を低下させることにある。この効果は図2Aと図2Bで示される。

【0006】

図2Aは、TX変調信号を示している。図2Bは、狭帯域干渉信号上に移動したTX変調信号を示している。図2Bの斜線部分を見れば分かるように、TX混変調は、望ましいRX帯域幅内で減衰し、効果的に受信機のノイズフロアを増加することにより、望ましい受信信号をマスクし、受信機のダイナミックレンジを小さくする。

【0007】

この効果は図1に示されたミクサ170においても起こりうる。しかしながら、RXフィルタ160とミクサ170における3次入力インターセプトポイントの減衰を選択して、TX信号を十分抑圧することができるので、ミクサ170は、容易に評価のできるような

50

いかなる追加的な混変調積をも生みださない。

【 0 0 0 8 】

狭帯域干渉信号に関して現れる T X 変調のレベルは、狭帯域干渉信号のレベルと T X 変調（パーセント変調）の変調指数に比例し、L N A 入力（図 1 の $P_{T X - R X}$ ）に現れる T X 信号の振幅の 2 乗に比例し、L N A 1 5 0 の 3 次入力インターセプトポイントの 2 乗に反比例する。したがって、混変調積に寄与する要素は T X 信号の振幅と狭帯域干渉信号の振幅、T X 信号の変調指数、および、L N A 1 5 0 の 3 次入力インターセプトポイントである。

【 0 0 0 9 】

望ましくない混変調積の生成に寄与するこれらの要素のうち、変調指数は、システムに固有のものであり、変えることはできない。L N A 入力の際に現れる T X 信号の振幅は、デュプレクサ 1 4 0 においてより多くの T X - R X 減衰を特定することにより、減少することができる。しかしながら、小さい利用者ユニットでは、達成することができるアイソレーションの実際の基準限界値は、混変調積の生成を排除するには十分ではない。また、R X 帯域に現れる狭帯域干渉信号の振幅を減少させることも現実的ではない。なぜなら、いかにそのように意図しても、望ましい R X 信号のレベルを減少することになるからである。

【 0 0 1 0 】

そこで、従来から、L N A 1 5 0 の 3 次入力インターセプトポイントを変化させて、混変調積の生成を最小にしている。可変 3 次入力インターセプトポイントを持つ L N A の一例としては、R F マイクロデバイスによって製造された R F 9 9 8 6 集積回路が挙げられる。従来から、L N A の 3 次入力インターセプトポイントは、送信機が比較的ハイパワーで動作している間は、最大レベルに設定され、送信機が低パワーで動作する間は、最小レベルに切り替わる。これにより、受信機のダイナミックレンジがある程度改善され、また、電流がセーブされる。これは、低い 3 次入力インターセプトポイントは、一般に、電源からあまり電流を要しないからである。また、このように L N A の 3 次入力インターセプトポイントを制御することに加えて、通常、L N A の利得を強いオンチャンネル信号の条件の下で減少することによっても、受信機ダイナミックレンジの改善を助けている。

【 0 0 1 1 】

【 発明が解決しようとする課題 】

この従来のアプローチは、多くの状況では効果的であるが、その一方で、少なくとも一の状況、例えば、利用者ユニットが比較的基地局の近くで動作し、狭帯域信号が現れている状況では、受信機において十分なダイナミックレンジが供給されない。この状況では、利用者ユニットの送信機は、低パワーで動作しており、送信パワーレベルに応じて調整された L N A の 3 次入力インターセプトポイントは最小レベルに設定される。C D M A 基地局と共に配置された A M P S 基地局、より大きな C D M A セル内の A M P S マイクロセル、或いは、他のソース、から発生した、強い A M P S 信号、或いは、他の狭帯域信号が、利用者ユニットの R X チャネルの付近、+ / - 1 . 8 5 M H z の領域内に現れる場合には、その強い狭帯域干渉信号は、利用者ユニット T X 信号と混合されて、チャンネルの混変調積を生成する。これにより、R X の S N 比が減少し、通信損失を引き起こす可能性がある。

【 0 0 1 2 】

従って、L N A の 3 次入力インターセプトポイントの制御を、送信パワーレベルに関連づけることは、それだけでは、実際のシステム動作で起こりうる狭帯域干渉信号を扱うのに最適なダイナミックレンジを実現するためには十分ではない。

【 0 0 1 3 】

このように、この従来技術の課題を解決するため、狭帯域干渉信号が存在する場合に受信機のダイナミックレンジを増加させる方法及びシステムが必要となる。

【 0 0 1 4 】

従って、本発明の目的は、狭帯域干渉信号がある場合に受信機のダイナミックレンジを増加する装置、システム及び方法を提供することにある。

10

20

30

40

50

【 0 0 1 5 】

【課題を解決するための手段】

典型的な実施の形態によれば、受信信号の誤り率が算出され、その受信機の低雑音増幅器の入力インターセプトポイントが、その誤り率に基づいて調整される。また、その送信パワーレベルが検出され、入力インターセプトポイントがその送信パワーレベルにも基づいて調整される。送信パワーレベルが低く、算出された誤り率が所定の閾値を越える場合には、入力インターセプトポイントは最大レベルに設定される。送信パワーレベルが低く、算出された誤り率が閾値を越えない場合は、入力インターセプトポイントは最小レベルに設定される。送信パワーレベルが高い場合には、入力インターセプトポイントは最大レベルに設定される。受信信号強度もまた検出され、低雑音増幅器の利得は、この受信信号強度に基づいて調整される。

10

【 0 0 1 6 】

【発明の実施の形態】

以下の記載においては、特定の回路構成、その回路の構成要素、及び特定の技術などに特化して詳細に説明しているが、これは本発明の徹底的な理解を提供するためであって、説明を目的とし、発明の限定を目的とするものではない。これらの特定の詳細な仕様とは異なる仕様を持つ他の実施の形態でも、本発明を実現可能であることは、当業者であれば自明であろう。本発明の説明を不明瞭にしないよう、既知の方法、デバイス、および回路の細かい仕様は、省略した。

20

【 0 0 1 7 】

典型的な実施の形態によると、狭帯域干渉信号がある場合には、受信信号において算出された誤り率に応じて、受信機の低雑音増幅器の3次入力インターセプトポイントを調整すれば、受信機のダイナミックレンジが最大となる。

【 0 0 1 8 】

図3は本発明の典型的な実施の形態に係る受信パスを示す。簡単に示すため、図3には送信パスは示していない。図3の受信パスは、例えば図1に示される送信パスのような、いかなる適当な送信パスと組み合わせて用いても良いということは理解できるだろう。

【 0 0 1 9 】

図3において、受信パスはRX LNA 155、RXフィルタ160、ミクサ170、IFフィルタ180、および増幅/復調器190を含む。RX LNA 155はデュプレクサ140から受信した信号を増幅する。RXフィルタ160は、ノイズを取り除いて、疑似的な効果を抑圧するために増幅された信号をフィルタリングし、ミクサ170はフィルタリングされた信号に局部発振周波数を合成し、IFフィルタ180はその信号をフィルタリングして中間周波数にし、増幅/復調器190はフィルタリングされた信号を増幅して、復調し、DSP 200によって処理されるデジタルベースバンドデータを生成する。

30

【 0 0 2 0 】

典型的な実施の形態によると、3次入力インターセプトポイントとRX LNA 155の利得は、トランシーバの動作状態に応じて、調整可能であり、受信機のダイナミックレンジを最大化することができる。

【 0 0 2 1 】

RX LNA 155の3次入力インターセプトポイントは、様々な要素、例えば、システムの送信パワーレベルや受信信号強度等、に基づいて選択することも可能である。典型的な実施の形態によると、送信パワーレベルを用いて、3次インターセプトポイントを調整してもよい。送信パワーレベルは、従来からあるいかなる方法で検出してもよい。例えば送信信号を直接測定することによってもよいし、復調された受信信号の強度に基づいて推測してもよいし、或いは、DSP 200のルックアップテーブル参照することによってもよい。また、従来技術に関する問題を回避するため、受信信号の誤り率、例えば、ビット誤り率や或いはフレーム消去率(FER)などは、3次入力インターセプトポイントの選択に用いられる。この目的のために、DSP 200は増幅/復調器190から出力されたデジタルベースバンドデータを処理して、デジタル・データの各フレームの中のチェッ

40

50

クサムから、従来の方法でF E Rを判定する。D S P 2 0 0は、例えば、プログラマブルマイクロプロセッサとして実現されてもよい。

【 0 0 2 2 】

I S - 9 5 標準規格に従ったトランシーバは、送信機パワーレベルをほぼ8 0 d Bレンジまでダイナミックに変更する。D S P 2 0 0は、検出された送信パワーレベルが高いか、低いかを判定する。送信パワーレベルが高い場合、例えば、送信パワーレンジの上限の1 0 d B以内の場合には、3次インターセプトポイントは最大のレベルに設定される。送信パワーレベルが低い場合、例えば最大電力の下で1 0 d B m以上の場合には、D S P 2 0 0は、F E Rが所定の閾値、例えば1 / 2 %を超えるか否かを、判定する。典型的な実施の形態によると、F E Rが所定の閾値を超え、送信パワーレベルが低いならば、L N A 1 5 5の3次入力インターセプトポイントは最大のレベルに設定される。送信パワーレベルが低い、F E Rが所定の閾値を超えないならば、3次入力インターセプトポイントは最小のレベルに設定される。この様に、狭帯域干渉信号が存在する場合には、受信機のダイナミックレンジを改善して受信機において電流がセーブされる。

10

【 0 0 2 3 】

また、R X L N A 1 5 5の利得は受信信号強度に基づいて選択されてもよい。典型的な実施の形態によると、受信された信号強度は、例えば、D S P 2 0 0によって従来の方法で検出されてもよい。検出された信号強度が所定の閾値を超えるか否かを、D S P 2 0 0は判定する。受信信号強度が所定の閾値以下の場合、例えば受信機感度以上ではあるが、3 0 d B未満の場合には、R X L N A 1 5 5の利得は最大のレベルに設定される。受信信号強度が所定の閾値を超えている場合、例えば、受信機感度以上であって3 0 d Bを超えている場合には、その利得は最小のレベルに設定される。D S P 2 0 0は、例えば、コントロールライン2 1 0、2 2 0で、適切な制御信号を送信することによって、L N A 1 5 5の利得と3次入力インターセプトポイントを調整する。図3には、説明のために、2本のコントロールラインが示されているが、この目的に用いるコントロールラインは1本でも、或いは、2本以上であってもよいことは容易に理解できるであろう。制御信号は、例えば、L N A 1 5 5におけるトランジスタスイッチおよび/又はトランジスタロジックを通して、利得と3次入力インターセプトポイントの調整のトリガとなる。

20

【 0 0 2 4 】

3次入力インターセプトポイントの選択とL N A 1 5 5の利得は、トランシーバの動作状態によって、異なる。トランシーバの動作状態は、以下のようなカテゴリーに分けられる。

30

【 0 0 2 5 】

< 状態 1 >

T Xはハイパワー動作

R X信号強度は閾値以下

F E Rは用いない

L N A利得は最大値

L N A入力インターセプトポイントは最大

< 状態 2 >

T Xは低パワー動作

R X信号強度は閾値以下

F E Rは閾値以下

L N A利得は最大値

L N A入力インターセプトポイントは最大

< 状態 3 >

T Xは低パワー動作

R X信号強度は閾値以上

F E Rは閾値以下

L N A利得は最小値

40

50

L N A 入力インターセプトポイントは最小

< 状態 4 >

T X は低パワー動作

R X 信号強度は閾値以上

F E R は閾値以上

L N A 利得は最小値

L N A 入力インターセプトポイントは最大

【 0 0 2 6 】

< 状態 1 > は例えば利用者ユニットが、C D M A 基地局から遠く離れた位置にある状況に当てはまる。この状況では、送信パワーレベルが高いので、F E R レートを考慮する必要はなく、L N A 3 次入力インターセプトポイントは最大のレベルで設定される。また、R X 信号強度が閾値以下であるから、L N A 利得は最大のレベルに設定される。

10

【 0 0 2 7 】

< 状態 2 > は、例えば、利用者ユニットが C D M A 基地局に、より近い状況に当てはまる。この状況においては、送信パワーは低いが、F E R がいまだ基準限界値以内であるので、L N A 3 次入力インターセプトポイントは最小のレベルに設定される。また、R X 信号強度が閾値以下であるので、L N A 利得は最大のレベルに設定される。

【 0 0 2 8 】

例えば、利用者ユニットが A M P S 電話或いは A M P S マイクロセルの近くを移動する場合、F E R は < 状態 2 > のまま増加してもよい。F E R が < 状態 2 > のまま、閾値を超えるポイントまで増加すれば、L N A 3 次入力インターセプトポイントは最大のレベルに調整される。

20

【 0 0 2 9 】

< 状態 3 > は、利用者ユニットが、例えば、C D M A 基地局にさらに近い状況に当てはまる。< 状態 2 > のように、送信パワーレベルは低いが、許容できる基準限界値以内にまだ F E R があるので、L N A 3 次入力インターセプトポイントは最小のレベルに設定される。しかしながら、R X 信号強度が閾値を超えているので、L N A 利得は最小のレベルに設定される。

【 0 0 3 0 】

< 状態 2 > のように、F E R は < 状態 3 > の間、閾値を超えるポイントまで増加してもよい。この場合には、L N A 3 次入力インターセプトポイントは最大のレベルに調整される。

30

【 0 0 3 1 】

< 状態 4 > は狭帯域基地局、例えば、A M P S 基地局の近くに利用者ユニットがある状況に当てはまる。この状況では、R X 信号強度が < 状態 3 > のように閾値を超えているので、L N A 利得は最小のレベルに設定される。しかし、送信パワーレベルは低く、F E R が閾値を超えるので、L N A 3 次入力インターセプトポイントは最大レベルに設定される。

【 0 0 3 2 】

本発明によると、L N A の 3 次入力インターセプトポイントは、増加した F E R レートと減少した送信パワーレベルに対応して、増加し、受信機のダイナミックレンジを拡張する。好ましくない T X 混変調積は、L N A 3 次入力インターセプトポイントの 2 乗に反比例して変化するので、3 次入力インターセプトポイントが少しでも増加すると、T X 混変調積に、より大きな減少をもたらす。例えば、3 次入力インターセプトポイントにおける 1 d B ほどの増加は、T X 混変調積において 2 d B の増加をもたらす。したがって、所定の閾値より大きな F E R、及び、低い送信パワーレベル、に対応して L N A 3 次入力インターセプトポイントを増加させることによって、F E R を下げるのに必要な干渉信号のレベルは有効に増加して、その結果、干渉信号を扱うダイナミックレンジを最適化する。

40

【 0 0 3 3 】

図 4 は、本発明の典型的な実施の形態に係る受信機のダイナミックレンジの改善方法を示している。この方法はステップ 4 0 0 で開始し、ここで受信信号強度と受信信号の送信パ

50

ワーレベルが検出される。

【 0 0 3 4 】

ステップ 4 1 0 においては、DSP 2 0 0 により、受信信号強度が所定の閾値以下であるか否かの判定が行われる。受信信号強度が所定の閾値以下ならば、ステップ 4 2 0 において、LNA 1 5 5 の利得が最大レベルに設定される。受信信号強度が所定の閾値以下ではないならば、ステップ 4 3 0 において LNA 1 5 5 の利得が最小レベルに設定される。

【 0 0 3 5 】

ステップ 4 4 0 においては、DSP 2 0 0 により、送信パワーレベルが高いか否かの判定が行われる。送信パワーレベルが高いならば、ステップ 4 7 0 において、LNA 1 5 5 の 3 次入力インターセプトポイントが最大レベルに設定される。送信パワーレベルが高くないならば、ステップ 4 5 0 において、FER が算出される。

10

【 0 0 3 6 】

ステップ 4 5 0 では、DSP 2 0 0 は、FER が所定の閾値、例えば 1 / 2 % よりも大きいか否かを判定する。もし、FER がその所定の閾値以上であれば、ステップ 4 7 0 において、3 次入力インターセプトポイントは最大のレベルに設定される。FER が所定の閾値を超えない場合、ステップ 4 8 0 において、3 次入力インターセプトポイントは最小のレベルに設定される。ステップ 4 1 0 ~ 4 3 0 とステップ 4 4 0 ~ 4 8 0 の順序は逆でもよく、即ち、利得が 3 次入力インターセプトポイントの前後、或いは同時に調整されてもよいのは理解できるであろう。

【 0 0 3 7 】

20

図 5 A ~ 5 D は、本発明に係るシステムの、様々な動作状況における、シミュレーションを示している。このシミュレーションでは、IS - 9 5 C D M A フィルタと利得ステージのための典型的なパラメータが使用された。加えて、このシステムの帯域幅は、1 2 5 0 キロヘルツに設定され、対ノイズ比エネルギー/ビット (Eb/No) は、4 . 5 d B に設定され、処理利得は、2 1 . 0 7 d B に設定され、通信チャネルオフセットは - 1 5 . 6 0 d B に設定された。

【 0 0 3 8 】

図 5 A においては < 状態 1 > を表しており、送信機は、ハイパワーで動作しており、受信信号強度は閾値以下である。この状態において、LNA 利得は、最大レベル 1 5 d B に設定され、LNA 3 次入力インターセプトポイントは最大値 1 5 d B に設定される。図 5 A から分かるように、これらの条件下で、受信機雑音指数 (NF) は 7 . 2 6 d B であり、受信機入力インターセプトポイント (I P i) は、- 5 d B m であり、受信機感度は、- 1 0 6 . 3 2 d B m であり、受信機利得は、6 2 . 2 d B である。

30

【 0 0 3 9 】

図 5 B において、< 状態 2 > のシミュレーションを表しており、送信パワーレベルは低く、受信信号強度は閾値以下である。この状態では、LNA 3 次入力インターセプトポイントは、1 0 d B 減少し、最低レベルの 5 d B まで低下したが、LNA 利得は、最大値のままである。図 5 B から分かるように、受信機 I P i の - 5 . 1 3 d B m への低下という唯一の変化と共に、< 状態 1 > から受信機の総合的なシステムパフォーマンスにおいて最小の変化があった。

40

【 0 0 4 0 】

図 5 C においては、< 状態 3 > のシミュレーションを表しており、送信パワーレベルは低く、受信信号強度は閾値を超えている。LNA 1 5 5 の利得は - 2 0 d B から - 5 d B ほど減少したが、LNA 3 次入力インターセプトポイントは最低レベルのままであった。図 5 C から分かるように、LNA 1 5 5 が、減少した 3 次入力インターセプトポイントで動作しているにもかかわらず、LNA 1 5 5 の利得の減少により、総合的なシステム入力インターセプトポイントが改善された。加えて、LNA 利得の減少の結果として、LNA NF の、2 d B から 2 2 d B までの増加が見込まれる。これらの条件の下では、システム NF は 7 . 6 5 d B から 2 7 . 6 d B まで増えて、受信機 I P i は 8 . 6 5 d B m まで増加し、受信感度は - 8 6 . 3 2 3 d B m まで低下し、受信機利得は 4 2 . 2 d B まで低下

50

した。

【0041】

図5Dにおいては、<状態4>のシミュレーションを表しており、送信パワーレベルは低く、受信信号強度は、閾値以上である。LNA155の利得は、最小レベルのままだが、LNA3次入力インターセプトポイントは、閾値以上のFERに対応して、15dBまで10dBほど増加した。図5Dから分かるように、受信機INが8.65dBmから13.7dBmまで増加したのを除き、システムパフォーマンスは<状態3>と同じままであった。実際の動作では、受信入力インターセプトポイントのこの増大は、強いハンドリング能力の向上に変換される。また、RXフィルタ160が、ミクサ170からのいかなる重大な混変調をも防止するのに十分であると仮定すると、LNA3次入力インターセプトポイントの10dBの増加は、望ましくない混変調積の20dBの減少に対応する。そして、このタイプの干渉に対する受信機のダイナミックレンジを有効に増加させる。

10

【0042】

本発明が、上で記述し、図示したような、特定の実施の形態に限定されないことは、理解されるであろう。例えば、上で記述された実施の形態はCDMA携帯電話ネットワーク向けのものであるが、本発明はまた、他のタイプの無線電話系にも適応可能である。本明細書は請求の範囲によって定義される本発明の技術的範囲に含まれるあらゆる変更を見据えたものである。

【図面の簡単な説明】

【図1】 従来の利用者側ユニットのデュプレックスシステムについて示す図である。

20

【図2A】 従来のデュプレックスシステムの問題を示す図である。

【図2B】 従来のデュプレックスシステムの問題を示す図である。

【図3】 本発明の一実施の形態に係る受信パスを示す図である。

【図4】 本発明の一実施の形態に係る方法を示す図である。

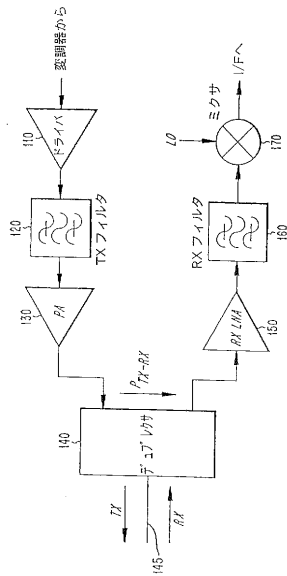
【図5A】 本発明の1実施の態様に係るシミュレーションを示す図である。

【図5B】 本発明の1実施の態様に係るシミュレーションを示す図である。

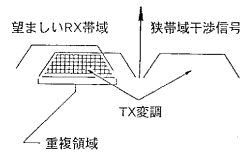
【図5C】 本発明の1実施の態様に係るシミュレーションを示す図である。

【図5D】 本発明の1実施の態様に係るシミュレーションを示す図である。

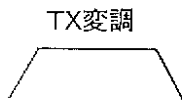
【図1】



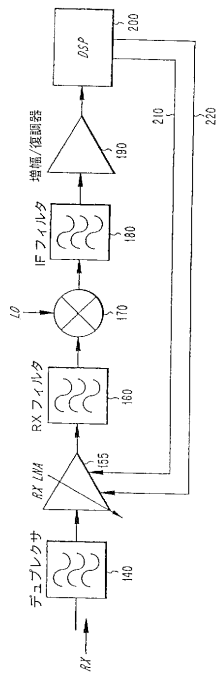
【図2B】



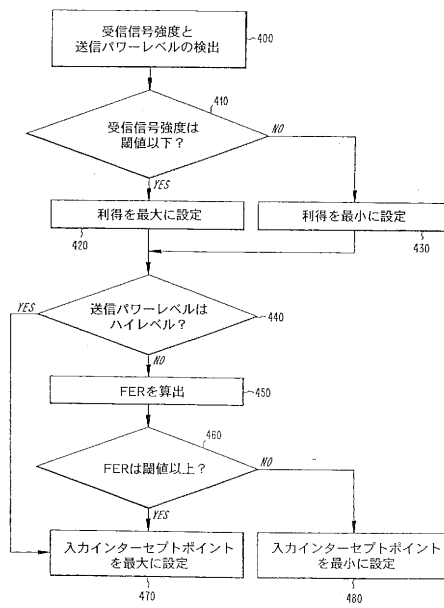
【図2A】



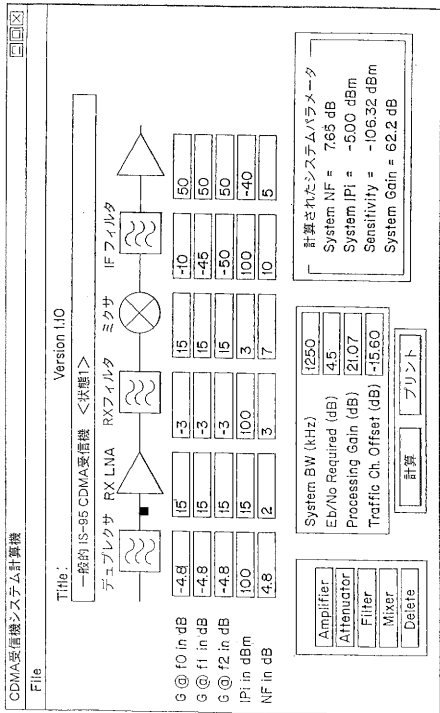
【図3】



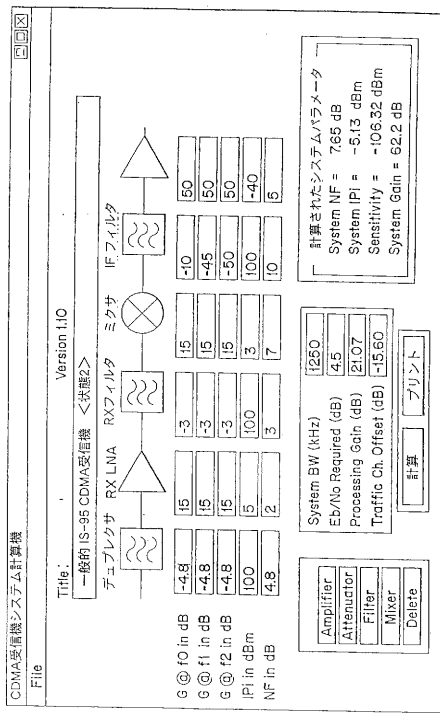
【図4】



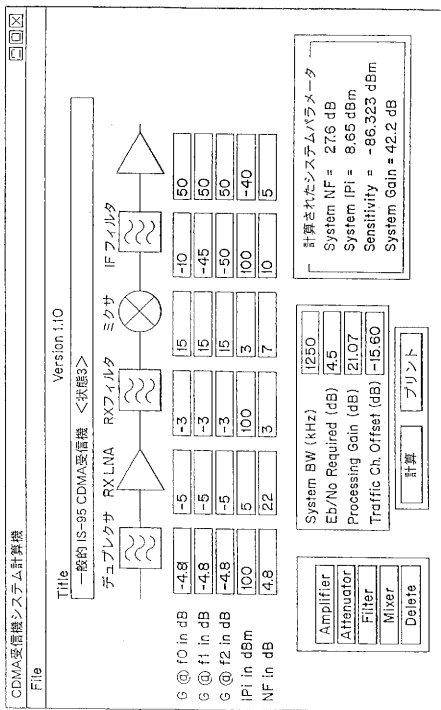
【 5 A 】



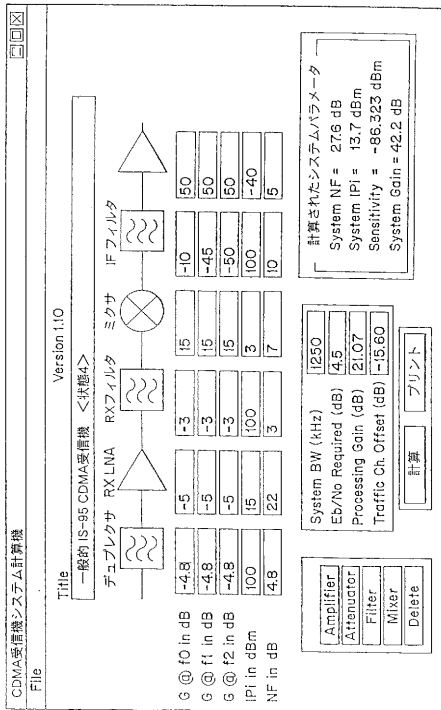
【 5 B 】



【 5 C 】



【 5 D 】



フロントページの続き

(72)発明者 フリード, ジョン, ジー.
アメリカ合衆国 ノース カロライナ州 27615, ローリー, リンデンシャー ロード
8909

審査官 佐藤 敬介

(56)参考文献 国際公開第97/010649(WO, A1)
特開平08-154061(JP, A)
特開平08-316745(JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H04B 1/10