

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4138243号  
(P4138243)

(45) 発行日 平成20年8月27日(2008.8.27)

(24) 登録日 平成20年6月13日(2008.6.13)

(51) Int.Cl.		F I			
<b>H04B</b>	<b>1/16</b>	<b>(2006.01)</b>	<b>H04B</b>	<b>1/16</b>	<b>R</b>
<b>H03F</b>	<b>1/02</b>	<b>(2006.01)</b>	<b>H03F</b>	<b>1/02</b>	
<b>H03G</b>	<b>3/18</b>	<b>(2006.01)</b>	<b>H03G</b>	<b>3/18</b>	<b>D</b>

請求項の数 93 (全 29 頁)

(21) 出願番号	特願2000-524867 (P2000-524867)	(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2001-526485 (P2001-526485A)		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/US1998/026052		121-1714、サン・ディエゴ、モア
(87) 国際公開番号	W01999/030426		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6日 (2005.12.6)		弁理士 鈴江 武彦
(31) 優先権主張番号	08/987,305	(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】 プログラマブル線形受信機

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

プログラマブル線形受信機であって、

(a) ゲイン制御入力を有し、RF信号を受信する可変ゲイン素子と、

(b) 少なくとも1つの増幅段であって、

(i) 可変ゲイン素子に接続され、

(i i) バイアス制御入力により可変な可変IIP3動作点を有するものと、

(c) 復調器であって、

(i) 増幅段に接続され、

(i i) ベースバンドデータを提供するものと、

(d) 非線形測定回路であって、

(i) 復調器に接続され、

(i i) RS SI 勾配を測定するものと、

(e) バイアス制御回路であって、

(i) 非線形測定回路に接続され、

(i i) 可変IIP3動作点を有する増幅段のバイアス制御入力に接続されたものと

、  
(f) 可変ゲイン素子のゲイン制御入力に接続されたゲイン制御回路とを具備する受信機。

【請求項 2】

10

20

前記可変ゲイン素子は減衰器である請求項 1 記載の受信機。

【請求項 3】

前記バイアス制御回路に接続されたバイアス制御入力を有し、前記少なくとも 1 つの増幅段と前記復調器の間に挿入されたミキサをさらに具備する請求項 1 記載の受信機。

【請求項 4】

前記少なくとも 1 つの増幅段のそれぞれに並列接続され、前記ゲイン制御回路に接続された制御入力を有するスイッチをさらに具備する請求項 1 記載の受信機。

【請求項 5】

前記スイッチに直列接続されたパッドをさらに具備する請求項 4 記載の受信機。

【請求項 6】

受信機内にプログラマブルな線形性を提供する方法であって、

(a) RF 信号を受信するステップと、

(b) RF 信号を所定のレベル減衰させるステップと、

(c) 能動素子を含む少なくとも 1 つの増幅器で RF 信号を増幅させて増幅 RF 信号を生成するステップと、

(d) 増幅 RF 信号を復調して出力信号を取得するステップと、

(e) 出力信号の RSSI 勾配を測定することにより、出力信号の非線形性のレベルを測定するステップと、

(f) 能動素子の IIP3 動作点を測定された非線形性のレベルに従って設定するステップと

を含む方法。

【請求項 7】

前記設定ステップは、前記受信機の雑音指数性能により決定される順序で実行される請求項 6 記載の方法。

【請求項 8】

前記設定ステップは、前記受信機内の能動素子からの信号レベルに基づく順序で実行される請求項 6 記載の方法。

【請求項 9】

最高出力信号レベルを有する前記能動素子の前記 IIP3 動作点は、前記 RF 信号が増加すると最初に増加される請求項 8 記載の方法。

【請求項 10】

第 2 の最高出力信号レベルを有する前記能動素子の前記 IIP3 動作点は、前記 RF 信号が増加すると 2 番目に増加され、前記最高出力信号レベルを有する前記能動素子は所定の IIP3 動作点に増加される請求項 9 記載の方法。

【請求項 11】

最低出力信号レベルを有する前記能動素子の前記 IIP3 動作点は、前記 RF 信号が減少すると最初に減少される請求項 8 記載の方法。

【請求項 12】

第 2 の最低出力信号レベルを有する前記能動素子の前記 IIP3 動作点は、前記 RF 信号が減少すると 2 番目に減少され、前記最低出力信号レベルを有する前記能動素子は所定の IIP3 動作点に減少される請求項 11 記載の方法。

【請求項 13】

前記設定ステップは、不連続なステップで実行される請求項 8 記載の方法。

【請求項 14】

前記設定ステップは、連続的な方法で実行される請求項 8 記載の方法。

【請求項 15】

前記測定された RSSI 勾配と RSSI 勾配しきい値とを比較するステップをさらに含み、

前記設定ステップは、前記比較ステップからの結果に従って実行される請求項 6 記載の方法。

10

20

30

40

50

## 【請求項 1 6】

前記 R S S I 勾配しきい値は、前記受信機による性能の必要レベルに従って設定される請求項 1 5 記載の方法。

## 【請求項 1 7】

前記 R S S I しきい値は 1 . 2 である請求項 1 5 記載の方法。

## 【請求項 1 8】

前記測定された R S S I 勾配を所定の時間で平均化するステップをさらに含む請求項 1 5 記載の方法。

## 【請求項 1 9】

前記所定の時間は、5 ミリ秒の持続時間である請求項 1 8 記載の方法。

10

## 【請求項 2 0】

前記減衰ステップは、パルスで周期的に実行される請求項 6 記載の方法。

## 【請求項 2 1】

前記パルスは 2 0 0  $\mu$  秒の持続時間である請求項 2 0 記載の方法。

## 【請求項 2 2】

前記減衰ステップにおける前記所定のレベルは 0 . 5 d B である請求項 6 記載の方法。

## 【請求項 2 3】

前記 R F 信号が所定のしきい値を超えると、一度に 1 つずつ、前記少なくとも 1 つの増幅器をターンオフするステップをさらに含む請求項 6 記載の方法。

## 【請求項 2 4】

前記受信機の入力に最も近い前記増幅器は、前記 R F 信号が所定のしきい値を超えると、最初にターンオフされる請求項 2 3 記載の方法。

20

## 【請求項 2 5】

能動素子を含むミキサで実行され、前記増幅 R F 信号をミキシングして I F 信号を取得するステップと、

前記 I F 信号をフィルタしてフィルタ I F 信号を取得するステップとをさらに含み、

前記復調ステップは、前記フィルタ I F 信号に実行される請求項 6 記載の方法。

## 【請求項 2 6】

前記ミキサの前記 I I P 3 動作点は、前記 R F 信号が増加するときに最初に増加される請求項 2 5 記載の方法。

30

## 【請求項 2 7】

前記ミキサの前記 I I P 3 動作点は、前記 R F 信号が減少するときに最後に減少される請求項 2 5 記載の方法。

## 【請求項 2 8】

受信機内にプログラマブルな線形性を提供する装置であって、

( a ) R F 信号を受信する受信機と、

( b ) R F 信号を所定のレベル減衰させる減衰器と、

( c ) 能動素子を含み、R F 信号を増幅させて増幅 R F 信号を生成する少なくとも 1 つの増幅器と、

( d ) 増幅 R F 信号を復調して出力信号を取得する復調器と、

( e ) 出力信号の R S S I 勾配を測定することにより、出力信号の非線形性のレベルを測定する非線形測定回路と、

40

( f ) 能動素子の I I P 3 動作点を測定された非線形性のレベルに従って設定するバイアス制御回路と

を具備する装置。

## 【請求項 2 9】

前記バイアス制御回路による設定は、前記受信機の雑音指数性能により決定される順序で実行される請求項 2 8 記載の装置。

## 【請求項 3 0】

前記バイアス制御回路による設定は、前記受信機内の能動素子からの信号レベルに基づ

50

く順序で実行される請求項 28 記載の装置。

【請求項 31】

最高出力信号レベルを有する前記能動素子の前記 IIP3 動作点は、前記 RF 信号が増加すると最初に増加される請求項 30 記載の装置。

【請求項 32】

第 2 の最高出力信号レベルを有する前記能動素子の前記 IIP3 動作点は、前記 RF 信号が増加すると 2 番目に増加され、前記最高出力信号レベルを有する前記能動素子は所定の IIP3 動作点に増加される請求項 31 記載の装置。

【請求項 33】

最低出力信号レベルを有する前記能動素子の前記 IIP3 動作点は、前記 RF 信号が減少すると最初に減少される請求項 30 記載の装置。

【請求項 34】

第 2 の最低出力信号レベルを有する前記能動素子の前記 IIP3 動作点は、前記 RF 信号が減少すると 2 番目に減少され、前記最低出力信号レベルを有する前記能動素子は所定の IIP3 動作点に減少される請求項 33 記載の装置。

【請求項 35】

前記バイアス制御回路による設定は、不連続なステップで実行される請求項 30 記載の装置。

【請求項 36】

前記バイアス制御回路による設定は、連続的な方法で実行される請求項 30 記載の装置。

【請求項 37】

前記測定された RSSI 勾配と RSSI 勾配しきい値とを比較する比較器をさらに具備し、

前記バイアス制御回路による設定は、前記比較器による比較の結果に従って実行される請求項 28 記載の装置。

【請求項 38】

前記 RSSI 勾配しきい値は、前記受信機による性能の必要レベルに従って設定される請求項 37 記載の装置。

【請求項 39】

前記 RSSI しきい値は 1 . 2 である請求項 37 記載の装置。

【請求項 40】

前記測定された RSSI 勾配を所定の時間で平均化する請求項 37 記載の装置。

【請求項 41】

前記所定の時間は、5 ミリ秒の持続時間である請求項 40 記載の装置。

【請求項 42】

前記減衰器による減衰は、パルスで周期的に実行される請求項 28 記載の装置。

【請求項 43】

前記パルスは 200  $\mu$  秒の持続時間である請求項 42 記載の装置。

【請求項 44】

前記減衰器による減衰における前記所定のレベルは 0 . 5 dB である請求項 28 記載の装置。

【請求項 45】

前記 RF 信号が所定のしきい値を超えると、一度に 1 つずつ、前記少なくとも 1 つの増幅器をターンオフする請求項 28 記載の装置。

【請求項 46】

前記受信機の入力に最も近い前記増幅器は、前記 RF 信号が所定のしきい値を超えると、最初にターンオフされる請求項 45 記載の装置。

【請求項 47】

能動素子を含み、前記増幅 RF 信号をミキシングして IF 信号を取得するミキサと、

10

20

30

40

50

前記 I F 信号をフィルタしてフィルタ I F 信号を取得するフィルタとをさらに具備し、  
前記復調器による復調は、前記フィルタ I F 信号に実行される請求項 28 記載の装置。

【請求項 48】

前記ミキサの前記 I I P 3 動作点は、前記 R F 信号が増加するときに最初に増加される  
請求項 47 記載の装置。

【請求項 49】

前記ミキサの前記 I I P 3 動作点は、前記 R F 信号が減少するときに最後に減少される  
請求項 47 記載の装置。

【請求項 50】

受信機内にプログラマブルな線形性を提供する装置であって、

(a) R F 信号を受信する手段と、

(b) R F 信号を所定のレベル減衰させる手段と、

(c) 能動素子を含み、R F 信号を増幅させて増幅 R F 信号を生成する少なくとも 1 つ  
の手段と、

(d) 増幅 R F 信号を復調して出力信号を取得する手段と、

(e) 出力信号の R S S I 勾配を測定することにより、出力信号の非線形性のレベルを  
測定する手段と、

(f) 能動素子の I I P 3 動作点を測定された非線形性のレベルに従って設定する手段  
と

を具備する装置。

【請求項 51】

前記設定手段による設定は、前記受信機の雑音指数性能により決定される順序で実行さ  
れる請求項 50 記載の装置。

【請求項 52】

前記設定手段による設定は、前記受信機内の能動素子からの信号レベルに基づく順序で  
実行される請求項 50 記載の装置。

【請求項 53】

最高出力信号レベルを有する前記能動素子の前記 I I P 3 動作点は、前記 R F 信号が増  
加すると最初に増加される請求項 52 記載の装置。

【請求項 54】

第 2 の最高出力信号レベルを有する前記能動素子の前記 I I P 3 動作点は、前記 R F 信  
号が増加すると 2 番目に増加され、前記最高出力信号レベルを有する前記能動素子は所定  
の I I P 3 動作点に増加される請求項 53 記載の装置。

【請求項 55】

最低出力信号レベルを有する前記能動素子の前記 I I P 3 動作点は、前記 R F 信号が減  
少すると最初に減少される請求項 52 記載の装置。

【請求項 56】

第 2 の最低出力信号レベルを有する前記能動素子の前記 I I P 3 動作点は、前記 R F 信  
号が減少すると 2 番目に減少され、前記最低出力信号レベルを有する前記能動素子は所定  
の I I P 3 動作点に減少される請求項 55 記載の装置。

【請求項 57】

前記設定手段による設定は、不連続なステップで実行される請求項 52 記載の装置。

【請求項 58】

前記設定手段による設定は、連続的な方法で実行される請求項 52 記載の装置。

【請求項 59】

前記測定された R S S I 勾配と R S S I 勾配しきい値とを比較する手段をさらに具備し

、  
前記設定手段による設定は、前記比較手段による比較の結果に従って実行される請求項  
50 記載の装置。

【請求項 60】

10

20

30

40

50

前記 R S S I 勾配しきい値は、前記受信機による性能の必要レベルに従って設定される請求項 5 9 記載の装置。

【請求項 6 1】

前記 R S S I しきい値は 1 . 2 である請求項 5 9 記載の装置。

【請求項 6 2】

前記測定された R S S I 勾配を所定の時間で平均化する請求項 5 9 記載の装置。

【請求項 6 3】

前記所定の時間は、5 ミリ秒の持続時間である請求項 6 2 記載の装置。

【請求項 6 4】

前記減衰手段による減衰は、パルスで周期的に実行される請求項 5 0 記載の装置。

10

【請求項 6 5】

前記パルスは 2 0 0  $\mu$  秒の持続時間である請求項 6 4 記載の装置。

【請求項 6 6】

前記減衰手段による減衰における前記所定のレベルは 0 . 5 d B である請求項 5 0 記載の装置。

【請求項 6 7】

前記 R F 信号が所定のしきい値を超えると、一度に 1 つずつ、前記少なくとも 1 つの増幅器をターンオフする請求項 5 0 記載の装置。

【請求項 6 8】

前記受信機の入力に最も近い前記増幅器は、前記 R F 信号が所定のしきい値を超えると、最初にターンオフされる請求項 6 7 記載の装置。

20

【請求項 6 9】

能動素子を含み、前記増幅 R F 信号をミキシングして I F 信号を取得する手段と、  
前記 I F 信号をフィルタしてフィルタ I F 信号を取得する手段とをさらに具備し、  
前記復調手段による復調は、前記フィルタ I F 信号に実行される請求項 5 0 記載の装置

。

【請求項 7 0】

前記増幅 R F 信号をミキシングして I F 信号を取得する手段の前記 I I P 3 動作点は、前記 R F 信号が増加するときに最初に増加される請求項 6 9 記載の装置。

【請求項 7 1】

前記増幅 R F 信号をミキシングして I F 信号を取得する手段の前記 I I P 3 動作点は、前記 R F 信号が減少するときに最後に減少される請求項 6 9 記載の装置。

30

【請求項 7 2】

受信機内にプログラマブルな線形性を提供する方法を実行させるためのプログラムを記録したコンピュータ読み取り可能記録媒体であって、

( a ) R F 信号を受信するステップと、

( b ) R F 信号を所定のレベル減衰させるステップと、

( c ) 能動素子を含む少なくとも 1 つの増幅器で R F 信号を増幅させて増幅 R F 信号を生成するステップと、

( d ) 増幅 R F 信号を復調して出力信号を取得するステップと、

( e ) 出力信号の R S S I 勾配を測定することにより、出力信号の非線形性のレベルを測定するステップと、

40

( f ) 能動素子の I I P 3 動作点を測定された非線形性のレベルに従って設定するステップと

を実行させるためのプログラムを記録したコンピュータ読み取り可能記録媒体。

【請求項 7 3】

前記設定ステップは、前記受信機の雑音指数性能により決定される順序で実行される請求項 7 2 記載のコンピュータ読み取り可能記録媒体。

【請求項 7 4】

前記設定ステップは、前記受信機内の能動素子からの信号レベルに基づく順序で実行さ

50

れる請求項 7 2 記載のコンピュータ読み取り可能記録媒体。

【請求項 7 5】

最高出力信号レベルを有する前記能動素子の前記 I I P 3 動作点は、前記 R F 信号が増加すると最初に増加される請求項 7 4 記載のコンピュータ読み取り可能記録媒体。

【請求項 7 6】

第 2 の最高出力信号レベルを有する前記能動素子の前記 I I P 3 動作点は、前記 R F 信号が増加すると 2 番目に増加され、前記最高出力信号レベルを有する前記能動素子は所定の I I P 3 動作点に増加される請求項 7 5 記載のコンピュータ読み取り可能記録媒体。

【請求項 7 7】

最低出力信号レベルを有する前記能動素子の前記 I I P 3 動作点は、前記 R F 信号が減少すると最初に減少される請求項 7 4 記載のコンピュータ読み取り可能記録媒体。

10

【請求項 7 8】

第 2 の最低出力信号レベルを有する前記能動素子の前記 I I P 3 動作点は、前記 R F 信号が減少すると 2 番目に減少され、前記最低出力信号レベルを有する前記能動素子は所定の I I P 3 動作点に減少される請求項 7 7 記載のコンピュータ読み取り可能記録媒体。

【請求項 7 9】

前記設定ステップは、不連続なステップで実行される請求項 7 4 記載のコンピュータ読み取り可能記録媒体。

【請求項 8 0】

前記設定ステップは、連続的な方法で実行される請求項 7 4 記載のコンピュータ読み取り可能記録媒体。

20

【請求項 8 1】

前記測定された R S S I 勾配と R S S I 勾配しきい値とを比較するステップをさらに具備し、

前記設定ステップは、前記比較ステップからの結果に従って実行される請求項 7 2 記載のコンピュータ読み取り可能記録媒体。

【請求項 8 2】

前記 R S S I 勾配しきい値は、前記受信機による性能の必要レベルに従って設定される請求項 8 1 記載のコンピュータ読み取り可能記録媒体。

【請求項 8 3】

前記 R S S I しきい値は 1 . 2 である請求項 8 1 記載のコンピュータ読み取り可能記録媒体。

30

【請求項 8 4】

前記測定された R S S I 勾配を所定の時間で平均化するステップをさらに具備する請求項 8 1 記載のコンピュータ読み取り可能記録媒体。

【請求項 8 5】

前記所定の時間は、5 ミリ秒の持続時間である請求項 8 4 記載のコンピュータ読み取り可能記録媒体。

【請求項 8 6】

前記減衰ステップは、パルスで周期的に実行される請求項 7 2 記載のコンピュータ読み取り可能記録媒体。

40

【請求項 8 7】

前記パルスは 2 0 0  $\mu$  秒の持続時間である請求項 8 6 記載のコンピュータ読み取り可能記録媒体。

【請求項 8 8】

前記減衰ステップにおける前記所定のレベルは 0 . 5 d B である請求項 7 2 記載のコンピュータ読み取り可能記録媒体。

【請求項 8 9】

前記 R F 信号が所定のしきい値を超えると、一度に 1 つずつ、前記少なくとも 1 つの増幅器をターンオフするステップをさらに具備する請求項 7 2 記載のコンピュータ読み取

50

り可能記録媒体。

【請求項 9 0】

前記受信機の入力に最も近い前記増幅器は、前記 R F 信号が所定のしきい値を超えると  
きに、最初にターンオフされる請求項 8 9 記載のコンピュータ読み取り可能記録媒体。

【請求項 9 1】

能動素子を含むミキサで実行され、前記増幅 R F 信号をミキシングして I F 信号を取得  
するステップと、

前記 I F 信号をフィルタしてフィルタ I F 信号を取得するステップとをさらに具備し、  
前記復調ステップは、前記フィルタ I F 信号に実行される請求項 7 2 記載のコンピュ  
ータ読み取り可能記録媒体。

10

【請求項 9 2】

前記ミキサの前記 I I P 3 動作点は、前記 R F 信号が増加するときに最初に増加される  
請求項 9 1 記載のコンピュータ読み取り可能記録媒体。

【請求項 9 3】

前記ミキサの前記 I I P 3 動作点は、前記 R F 信号が減少するときに最後に減少される  
請求項 9 1 記載のコンピュータ読み取り可能記録媒体。

【発明の詳細な説明】

【0 0 0 1】

【発明の属する技術分野】

本発明は、通信に係わる。より詳細には、本発明は新規かつ改良されたプログラマブル線  
形受信機に関する。

20

【0 0 0 2】

【従来の技術】

高性能の受信機の設計は、様々な設計の制約により挑戦されている。まず、高性能は多く  
の応用で要求されている。高性能は、能動素子の線形性（例えば増幅器、ミキサ等）及び  
受信機の雑音指数により説明される。第 2 に、セルラ通信システムのようないくつかの応  
用では、電力消費は受信機の携帯性故に重要な検討事項である。一般に、高性能及び高効  
率性は矛盾する設計検討事項である。

【0 0 0 3】

能動素子は以下の送信関数を有する。

30

【0 0 0 4】

$$y(x) = a_1 \cdot x + a_2 \cdot x^2 + a_3 \cdot x^3 + (\text{より高い次数の項}) \dots (1)$$

ここで、 $x$  は入力信号、 $y(x)$  は出力信号、 $a_1$ 、 $a_2$ 、 $a_3$  は能動素子の線形性を定義  
する係数である。簡単化のため、より高い次数（例えば 3 次以上の項）は省略している。  
理想的な能動素子では、係数  $a_2$ 、 $a_3$  は 0 . 0 で、出力信号は  $a_1$  によりスケールされた  
単なる入力信号である。しかしながら、すべての能動素子は係数  $a_2$ 、 $a_3$  により量子  
化されたいくらかの非線形性を経る。係数  $a_2$  は 3 次非線形性量である。

【0 0 0 5】

ほとんどのシステムは所定の帯域幅及び中心周波数を有する入力 R F 信号で動作する狭い  
帯域のシステムである。一般に、入力 R F 信号は周波数スペクトラムを通じて配置された  
他のスプリアス信号から構成される。能動素子内の非線形性はスプリアス信号の相互変調  
を起こし、信号帯域に落ち込む積を生じる。

40

【0 0 0 6】

2 次非線形性（例えば  $x^2$  の項で生じる）の影響は、通常注意深い設計方法をとることに  
より減少あるいは減殺され得る。2 次非線形性は、合計で積及び異なる周波数を生じさせ  
る。一般に、帯域内 2 次積を生じさせ得るスプリアス信号は、信号帯域から大きく離れて  
位置し、容易にフィルタリングできる。しかしながら、3 次非線形性はより問題を含んで  
いる。3 次非線形性に対して、スプリアス信号  $x = g_1 \cdot \cos(w_1 t) + g_2 \cdot \cos$   
 $(w_2 t)$  は、周波数  $(2w_1 - w_2)$  及び  $(2w_2 - w_1)$  で積を生成する。従って、近隣  
帯域のスプリアス信号（フィルタリングするのが困難である）は、帯域内に落ち、受信信

50



号の低下を引き起こす 3 次相互変調積を生成し得る。この問題を解決するため、3 次積の振幅は  $g_1 \cdot g_2^2$  及び  $g_1^2 \cdot g_2$  によりスケールされる。従って、スプリアス信号の振幅のすべての倍加は、3 次積の振幅の 8 倍の増加を生じさせる。他の方法を検討すると、入力 RF 信号のすべての 1 dB の増加により出力 RF 信号が 1 dB 増加するが、3 次積が 3 dB 増加する。

【0007】

受信機（あるいは能動素子）の線形性は、入力連関 3 次切片点（IIP3 により特徴化される。一般に、出力 RF 信号及び 3 次相互変調積は、入力 RF 信号に対してプロットされる。入力 RF 信号が増加すると、IIP3 は理論上好ましい出力 RF 信号及び 3 次積の振幅が等しくなる場合の点である。IIP3 は、能動素子が IIP3 点に到達する前に圧縮するため、外挿値である。

10

【0008】

多くの能動素子が縦続接続されている受信機では、能動素子の最初の段から n 番目の段までの受信機の IIP3 は以下により計算され得る。

【0009】

【数 1】

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

20

【0010】

ここで、IIP3<sub>n</sub> は、能動素子の最初の段から n 番目の段までの入力連関 3 次切片点であり、IIP3<sub>n-1</sub> は最初の段から (n - 1) 番目の段までの入力連関 3 次切片点、Av<sub>n</sub> は n 番目の段のゲイン、IIP3<sub>dn</sub> は n 番目の入力連関 3 次切片点であり、すべての項はデシベル (dB) で与えられる。等式 (2) の計算は、受信機内の次の段に対して順次実行され得る。

【0011】

等式 (2) から、受信機の縦続の IIP3 を改良する一つの方法は、最初の非線形性能動素子の前のゲインをより低くすることであることが分かる。しかしながら、各能動素子はまた信号品質を低下させる熱雑音を発生する。雑音レベルは一定に維持されるため、この品質低下はゲインがより低くなり、信号振幅が減少するほど増加する。この低下量は以下に与えられる能動素子の雑音指数 (NF) により測定される。

30

【0012】

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

ここで、NF<sub>d</sub> は能動素子の雑音指数、SNR<sub>in</sub> は入力 RF 信号の能動素子への信号対雑音比、SNR<sub>out</sub> は能動素子からの出力 RF 信号の信号対雑音比であり、NF<sub>d</sub>、SNR<sub>in</sub>、SNR<sub>out</sub> はすべてデシベル (dB) で与えられる。縦続接続された複数の能動素子から構成される受信機にとって、能動素子の最初の段から n 番目の段までの受信機の雑音指数は以下により計算される。

40

【0013】

【数 2】

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

【0014】

ここで、NF<sub>n</sub> は最初の段から n 番目の段までの雑音指数、NF<sub>n-1</sub> は最初の段から n - 1 番目の段までの雑音指数、NF<sub>dn</sub> は n 番目の段の雑音指数、G<sub>n-1</sub> は最初の段から n - 1

50

番目の段までのdBでの積算ゲインである。等式(4)に示すように、能動素子のゲインは次の段の雑音指数に影響を与える。等式(2)におけるIIP3の計算と同様に、等式(4)の雑音指数の計算は受信機の次の段に対して順次行うことができる。

#### 【0015】

受信機は、セルラ通信システム及び高精細テレビ(HDTV)のような多くの通信応用に用いられる。代表的なセルラ通信システムは、符号分割多重接続(CDMA)通信システム、時分割多重接続(TDMA)通信システム、及びアナログFM通信システムを含む。多重接続通信システムにおけるCDMA技術の利用は、“衛星又は地上中継器を用いるスペクトル拡散多元接続通信システム”と題する米国特許第4,901,307号及び“CDMAセルラ電話システムにおいて信号波形を発生させるためのシステム及びその発生方法”と題する米国特許第5,103,459号に開示されており、本発明の譲受人に譲渡されており、参考のためにここに組み込まれている。代表的なHDTVシステムは、米国特許番号第5,542,104号、第5,107,345号及び第5,021,891号に開示され、すべて“適応ブロックサイズ画像圧縮方法及びシステム”と題され、また“相互フレームビデオエンコード及びデコードシステム”と題された米国特許番号第5,676,767号に開示され、これら4つすべての特許は本発明の譲受人に譲渡されており、参考のためにここに組み込まれている。

10

#### 【0016】

セルラ応用では、同一の地理的有効範囲内で動作する1よりも多くの通信システムを有する点で共通する。さらに、これらシステムは同一あるいは近い周波数帯で動作し得る。このことが生じる時、1つのシステムからの送信が他のシステムの受信信号の低下を生じさせ得る。CDMAは、各ユーザに全体で1.2288MHzの信号帯域幅を超える送信電力で拡散する拡散スペクトラム通信システムである。FMベースの送信のスペクトル応答はより中心周波数に集中し得る。従って、FMベースの送信は、割り当てられたCDMA帯域内で見られる妨害が生じ、受信CDMA信号に非常に近い。さらに、妨害の振幅はCDMA信号のそれよりも何倍も大きくなり得る。これら妨害は、CDMAシステムの性能を低下させ得る3次相互変調積を生じさせ得る。

20

#### 【0017】

一般に、妨害により生じた相互変調積による低下を最小化するため、受信機は高いIIP3を有するよう設計されている。しかしながら、高いIIP3受信機として設計する場合、受信機内の能動素子が高いDC電流でバイアスされる必要があり、その結果多大な電力量を消費する。この設計のアプローチは、受信機が携帯ユニットで電力が制限されているセルラ応用にとって特に好ましくない。

30

#### 【0018】

高いIIP3の要求に対処すべく、従来いくつかの技術が用いられている。そのような1つの技術であってまた電力消費の最小化を試みる技術は、並列接続された複数の増幅器を有するゲイン段を実装し、より高いIIP3の要求を満たす増幅器を選択的に可能とすることである。この技術は“高効率かつ高い線形性を有する二重モード増幅器”と題された1997年4月17日付米国特許出願第08/843,904号に開示され、本発明の譲受人に譲渡され、参考のためにここに組み込まれている。他の技術は、受信RF信号電力を測定し、RF信号電力の振幅に基づいて増幅器のゲインを調整する技術である。この技術は、“干渉に対する受信機電力免疫(immunity)を増加させる方法及び装置”と題された1996年9月30日付米国特許出願第08/723,491号に詳細に開示され、本発明の譲受人に譲渡され、参考のためにここに組み込まれている。これら技術はIIP3の性能を改善するが、効率的に電力消費を低減するものでも回路の複雑さを最小にするものでもない。

40

#### 【0019】

従来技術の受信機構造の代表的なブロック図を図2に示す。受信機1100内では、送信されたRF信号はアンテナ1112で受信され、送受切換器1114を介してルーティングされ、低雑音増幅器(LNA)1116に提供される。LNA1116はRF信号を増

50

幅し、バンドパスフィルタ 1 1 1 8 に信号を提供する。バンドパスフィルタ 1 1 1 8 は次の段で相互変調積を生じさせ得るスプリアス信号のいくつかを除去するため、信号をフィルタリングする。フィルタリングされた信号は、局所オシレータ 1 1 2 2 からの正弦波を有する中間周波数 ( I F ) に信号をダウンコンバートするミキサ 1 1 2 0 に提供される。 I F 信号は、スプリアス信号と、その後のダウンコンバート段に先立ってダウンコンバートされた積をフィルタするバンドパスフィルタ 1 1 2 4 に提供される。フィルタされた I F 信号は、必要な振幅で I F 信号を提供するため可変ゲインで信号を増幅する自動利得制御 ( A G C ) 増幅器 1 1 2 6 に提供される。ゲインは、 A G C 制御回路 1 1 2 8 からの制御信号により制御される。 I F 信号は復調器 1 1 3 0 に提供される。復調器 1 1 3 0 は、送信機で用いられる変調フォーマットに従って信号を復調する。複位相変調 ( B P S K ) 、 1 / 4 位相シフトキーイング ( Q P S K ) 、オフセット 1 / 4 位相シフトキーイング ( O Q P S K ) 、クアドラチュア振幅変調 ( Q A M ) のようなデジタル送信では、デジタル復調器はデジタルベースバンドデータを提供するのに用いられる。 F M 送信では、 F M 復調器がアナログ信号を提供するのに用いられる。

#### 【 0 0 2 0 】

受信機 1 1 0 0 は、ほとんどの受信機で必要とされる基本的な機能から構成される。しかしながら、増幅器 1 1 1 6 及び 1 1 2 6 、バンドパスフィルタ 1 1 1 8 及び 1 1 2 4 、並びにミキサ 1 1 2 0 は特定の応用のために受信機の性能を最適化するのに再配置可能である。この受信機構造では、高い D C バイアス電流で能動素子をバイアスすることにより、及び / 又は増幅器 1 1 2 6 のゲインを制御することにより、高い I I P 3 が提供される。

#### 【 0 0 2 1 】

この受信機構造はいくつかの欠点を有する。まず、能動素子は、一般に高い D C 電流にバイアスされて最も高い必要 I I P 3 を提供する。このことは、ほとんどの時間では高い I I P 3 は必要でないにもかかわらず、すべての時間で高い I I P 3 動作点で受信機 1 1 0 0 を操作することの結果である。第 2 に、前述の米国特許第 5 , 0 9 9 , 2 0 4 号にも開示されているように、高い I I P 3 は A G C 増幅器 1 1 2 6 のゲインを調整することにより改良可能である。しかしながら、増幅器 1 1 2 6 のゲインを下げることは受信機 1 1 0 0 の雑音指数を落とすこととなり得る。

#### 【 0 0 2 2 】

#### 【課題を解決するための手段】

本発明は、電力消費が減少するシステムの性能の必要レベルを提供する新規かつ改良されたプログラマブル線形受信機である。代表的な実施形態では、受信機は減衰器、少なくとも 1 段の固定ゲイン増幅器、ミキサ及び復調器からなる。各増幅器は、パッド及びスイッチからなるバイパス信号パスを有する。代表的な実施形態では、増幅器及びミキサは I I P 3 動作点がバイアス制御信号でそれぞれ可変な能動素子から構成される。代表的な実施形態では、必要な A G C は減衰器、増幅器及びパッド、並びに復調器により提供される。

#### 【 0 0 2 3 】

本発明の目的は、受信機からの出力信号の測定された非線形性に基づき電力消費を最小化するプログラマブル線形受信機を提供することにある。代表的な実施形態では、非線形性の量は受信信号強度インジケータ ( R S S I ) 勾配法により測定される。 R S S I 勾配は、入力信号の変化に対する出力信号プラス相互変調の変化の比である。代表的な実施形態では、入力信号レベルは所定のレベルだけ周期的に増加し、受信機からの出力信号が測定される。出力信号は、所望の信号と、受信機内の非線形性からの相互変調積から構成される。受信機が線形動作する時、出力信号レベルは入力信号レベルが d B 増加するとともに d B 増加する。しかしながら、受信機が非線形領域に入ると、非線形性による相互変調積が所望の信号よりも速く増加する。 R S S I 勾配を検出することにより、非線形性による低下量は決定され得る。そして、この情報は、電力消費を最小化する一方で性能の必要レベルを提供するため、増幅器及びミキサの I I P 3 動作点を調整するのに用いられる。非線形性の量は、チップ当たりエネルギー対雑音比 ( E <sub>c</sub> / I <sub>0</sub> ) のような他の測定技術により見積もることもできる。

## 【 0 0 2 4 】

本発明の他の目的は、受信機の動作モードに基づく電力消費を最小化するプログラマブル線形受信機を提供することである。受信機の各動作モードは、特有の性質（例えばC D M A、F M）を有する入力信号で動作可能で、各動作モードは異なる動作要求を有する。代表的な実施形態では、受信機内のコントローラは、動作モードと、要求される動作を提供するための受信機内の関連する設定を知っている。例えばC D M Aモードは高いI I P 3動作点を必要とし、従って能動素子はC D M Aモードで受信機が動作している時にバイアスされる。対照的に、F Mモードはより線形性要求が緩やかで、受信機がF Mモードで動作しているとき、より低いI I P 3動作点にバイアスされる。

## 【 0 0 2 5 】

さらに他の本発明の目的は、受信機内の様々な段での測定信号レベルに基づく電力消費を最小化するプログラマブル線形受信機を提供することである。信号の電力レベルを測定すべく、電力検出器が選択された構成要素の出力に接続され得る。そして、所定の非線形性レベルを超えて動作するいずれの構成要素のI I P 3動作点をも調整するのに用いられる。

## 【 0 0 2 6 】

本発明の上述した、またさらなる特徴点、対象、及び利点は、図面を考慮すると、以下に示す本発明の実施形態の詳細な説明からさらに明らかになるであろう。図面では、同様の参照符号が同様であると識別される。

## 【 0 0 2 7 】

## 【発明の実施の形態】

本発明の受信機は、システムの性能の必要レベルを提供し、能動素子のD Cバイアスを制御することにより電力消費を最小化する。本発明は、以下で詳細に説明される3つの実施形態のうちの1つを用いて実行される。第1の実施形態では、受信機の出力での非線形性の量が測定され、受信機内の増幅器やミキサのような能動素子のI I P 3動作点を設定するのに用いられる。第2の実施形態では、能動素子のI I P 3動作点は受信機の動作モードに基づいた予想受信信号レベルに従って設定される。そして第3の実施形態では、能動素子のI I P 3動作点は受信機内の様々な段で測定された信号レベルに従って設定される。

## 【 0 0 2 8 】

本発明では、A G C機能が、バイアス制御回路に接続され動作するA G C制御回路により提供される。能動素子のI I P 3動作点は信号の振幅に依存する非線形性の測定量に従って設定される。同様に、信号振幅は、受信機のゲイン設定に依存する。本発明では、A G C及びバイアス制御が統合手法で操作され、電力消費を最小化する一方、特定のA G C範囲で線形性の必要レベルを提供する。

## 【 0 0 2 9 】

## I . 受信機の構造

本発明の代表的な受信機構造のブロック図が図2に示される。受信機1 2 0 0内では、送信されたR F信号はアンテナ1 2 1 2により受信され、送受切換器1 2 1 4を介してルーティングされ、減衰器1 2 1 6に提供される。減衰器1 2 1 6はR F信号を減衰させ、必要な振幅の信号を提供し、減衰信号をR Fプロセッサ1 2 1 0に提供する。R Fプロセッサ1 2 1 0内では、減衰信号はパッド1 2 2 2 aと低雑音増幅器（L N A）1 2 2 0 aに提供される。L N A 1 2 2 0 aはR F信号を増幅し、増幅信号をバンドパスフィルタ1 2 2 6に提供する。パッド1 2 2 2 aは所定レベルの減衰を提供し、スイッチ1 2 2 4 aに直列接続する。スイッチ1 2 2 4 aは、L N A 1 2 2 0 aのゲインが必要でない時にL N A 1 2 2 0 aの周囲の迂回路を提供する。バンドパスフィルタ1 2 2 6は信号をフィルタし、スプリアス信号を除去する。スプリアス信号は、相互変調積を次の信号処理段で生じさせる。フィルタされた信号はパッド1 2 2 2 b及び低雑音増幅器（L N A）1 2 2 0 bに提供される。L N A 1 2 2 0 bはフィルタされた信号を増幅し、その信号をR F / I Fプロセッサ1 2 4 8に提供する。パッド1 2 2 2 bは所定レベルの減衰を提供し、スイッ

10

20

30

40

50

チ 1 2 2 4 b に直列接続する。スイッチ 1 2 2 4 b は、L N A 1 2 2 0 b のゲインが必要でないときに L N A 1 2 2 0 b の周囲に迂回路を提供する。R F / I F プロセッサ 1 2 4 8 内では、ミキサ 1 2 3 0 は局所オシレータ ( L O ) 1 2 2 8 からの正弦波で信号を中間周波数 ( I F ) にダウンコンバートする。I F 信号は、スプリアス信号と帯域外ダウンコンバージョン積を濾波するバンドパスフィルタ 1 2 3 2 に提供される。好ましい実施形態では、フィルタされた I F 信号は、ゲイン制御信号により調整される可変ゲインで信号を増幅する電圧制御増幅器 ( V G A ) 1 2 3 4 に提供される。増幅器 1 2 3 4 は、システムの要求により固定ゲイン増幅器としても実行され、これは本発明の範囲内である。増幅された I F 信号は、送信機 ( 図示せず ) により用いられる変調フォーマットに従って信号を復調する復調器 1 2 5 0 に提供される。R F プロセッサ 1 2 1 0 及び R F / I F プロセッサ 1 2 4 8 はフロントエンドとして集合的に参照される。

10

#### 【 0 0 3 0 】

クアドラチュア変調された信号 ( 例えば Q P S K 、 O Q P S K 及び Q A M ) の復調に用いられる代表的な復調器 1 2 5 0 のブロック図は図 4 に示される。代表的な実施形態では、復調器 1 2 5 0 は 2 次抽出バンドパス復調器として実装される。I F 信号は、C L K 信号により決定される高サンプリング周波数で信号を量子化するバンドパスシグマデルタアナログ対デジタルコンバータ ( A D C ) に提供される。A D C の代表的な設計は、“シグマ - デルタアナログ対デジタルコンバータ”と題された 1 9 9 7 年 9 月 1 2 日付米国特許出願第 0 8 / 9 2 8 , 8 7 4 号に詳細に説明され、本発明の譲受人に譲渡されている。受信機内の A D C の使用は、“シグマ - デルタアナログ対デジタルコンバータを有する受信機”と題された 1 9 9 7 年 1 2 月 9 日付米国特許出願第 0 8 / 9 8 7 , 3 0 6 号に詳細に説明され、本発明の譲受人に譲渡され、参考のためここに組み込まれている。量子化された信号は、信号をフィルタし、デシメートするフィルタ 1 4 1 2 に提供される。フィルタされた信号は、乗算器 1 4 1 4 a 及び 1 4 1 4 b に提供される。乗算器 1 4 1 4 a 及び 1 4 1 4 b は、局所オシレータ ( L O 2 ) 1 4 2 0 及び位相シフタ 1 4 1 8 からの同相及びクアドラチュアの正弦曲線でベースバンドに信号をそれぞれダウンコンバートする。位相シフタ 1 4 1 8 は、クアドラチュア正弦波に対して 9 0 ° の位相ずれを提供する。ベースバンド I 及び Q の信号は、信号をフィルタし I 及び Q データを提供するローパスフィルタ 1 4 1 6 a 及び 1 4 1 6 b にそれぞれ提供される。図 2 のベースバンドデータは図 4 の I 及び Q データからなる。代表的な実施形態では、フィルタ 1 4 1 2 及び / 又はローパスフィルタ 1 4 1 6 はまた、復調器 1 2 5 0 が様々な振幅でベースバンドデータを提供できるように信号のスケールリングを提供する。復調器 1 2 5 0 の他の実装は、Q P S K 変調された波形の復調を実行するために設計されており、これは本発明の範囲内である。

20

30

#### 【 0 0 3 1 】

図 2 に戻って参照すると、受信機 1 2 0 0 はほとんどの受信機に必要な基本的機能から構成される。しかしながら、減衰器 1 2 1 6 、L N A 1 2 2 0 a 及び 1 2 2 0 b 、バンドパスフィルタ 1 2 2 6 及び 1 3 3 2 、並びにミキサ 1 2 3 0 は特定の応用のための受信機 1 2 0 0 の動作を最適化するために再整理され得る。例えば、減衰器 1 2 1 6 は、雑音指数性能を改良するために L N A 1 2 2 0 a 及びバンドパスフィルタ 1 2 2 6 の間に配置される。さらに、バンドパスフィルタは最初の増幅段の前で好ましくないスプリアス信号を除去するため、L N A 1 2 2 0 a の前に挿入され得る。ここで示した機能の異なる配置が考えられ、これは本発明の範囲内である。さらに、ここに示した機能の、当該技術に知られた他の受信機の機能と関連づけられた他の配置も考えられ、これは本発明の範囲内である。

40

#### 【 0 0 3 2 】

本発明では、減衰器 1 2 1 6 、スイッチ 1 2 2 4 a 及び 1 2 2 4 b 及び復調器 1 2 5 0 は、増幅器 1 2 3 4 からの I F 信号が必要な振幅であるように A G C 制御回路 1 2 6 0 により制御される。A G C の機能は以下に詳細に説明される。代表的な実施形態では、L N A 1 2 2 0 a 及び 1 2 2 0 b は固定ゲイン増幅器である。L N A 1 2 2 0 a 及び 1 2 2 0 b

50

及びミキサ 1 2 3 0 は最小の電力消費で必要な線形性の動作が達成されるようにこれら能動素子の D C バイアス電流及び / 又は電圧を調整するために、バイアス制御回路 1 2 8 0 により制御される。可変 I I P 3 バイアス制御機構は以下に詳細に説明される。

#### 【 0 0 3 3 】

本発明の受信機構造は、セルラ電話及び H D T V 応用を含む様々な応用に用いられるように適用され得る。セルラ電話では、受信機 1 2 0 0 はパーソナル通信システム ( P C S ) 帯域あるいはセルラ帯域で動作する C D M A 通信システムにおいて用いられるように適用され得る。

#### 【 0 0 3 4 】

二重帯域 ( P C S 及びセルラ ) 及び二重モード ( C D M A 及び A M P S ) をサポートする代表的な受信機のブロック図は図 3 に示される。P C S 帯域は 6 0 M H z の帯域幅、1 9 0 0 M H z の中心周波数を有する。セルラ帯域は 2 5 M H z の帯域幅で 9 0 0 M H z の中心周波数を有する。各帯域は特定の R F バンドパスフィルタを必要とする。従って、2 つの R F プロセッサが 2 つの帯域に対して用いられる。

#### 【 0 0 3 5 】

受信機 1 3 0 0 は受信機 1 2 0 0 ( 図 2 参照 ) 内のように、同一の構成要素が複数で構成されている。アンテナ 1 3 1 2、送受切換器 1 3 1 4 及び減衰器 1 3 1 6 は受信機 1 2 0 0 内のアンテナ 1 2 1 2、送受切換器 1 2 1 4 及び減衰器 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 及び 1 3 1 0 b に提供される。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ている。R F プロセッサ 1 3 1 0 a は受信機 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、段間に配置されたバンドパスフィルタ 1 3 2 6 に縦続接続された低雑音増幅器 ( L N A ) 1 3 2 0 a 及び 1 3 2 0 b の 2 つの段からなる。各 L N A 1 3 2 0 はパッド 1 3 2 2 及びスイッチ 1 3 2 4 からなる平行信号パスを有する。R F プロセッサ 1 3 1 0 b は、L N A 1 3 2 1 a 及び 1 3 2 1 b 並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点を除いて R F プロセッサ 1 3 1 0 a と同一である。R F プロセッサ 1 3 1 0 a 及び 1 3 1 0 b からの出力は、マルチプレクサ ( M U X ) 1 3 4 6 に提供される。マルチプレクサ 1 3 4 6 は、コントローラ 1 3 7 0 からの制御信号に従って所望の信号を選択する ( 簡単のため図 3 には示さない )。M U X 1 3 4 6 からの R F 信号は、図 2 に示す R F / I F プロセッサ 1 2 4 8 と同一の R F / I F プロセッサ 1 3 4 8 に提供される。プロセッサ 1 3 4 8 からの I F 信号は遠隔送信機 ( 図示せず ) で用いられる変調フォーマットに従って信号を復調する復調器 ( D E M O D ) 1 3 5 0 に提供される。図 3 に示す復調器 1 3 5 0、A G C 制御回路 1 3 6 0、バイアス制御回路 1 3 8 0 及び非線形測定回路 1 3 9 0 は、図 2 に示す復調器 1 2 5 0、A G C 制御回路 1 2 6 0、バイアス制御回路 1 2 8 0 及び非線形測定回路 1 2 9 0 とそれぞれ同一である。

#### 【 0 0 3 6 】

コントローラ 1 3 7 0 は A G C 制御回路 1 3 6 0、バイアス制御回路 1 3 8 0 及び M U X 1 3 4 6 に接続され、これら回路の動作を制御する。コントローラ 1 3 7 0 はマイクロプロセッサ、マイクロコントローラ、あるいはここで述べる機能を実行するようプログラムされたデジタル信号プロセッサとして実装され得る。コントローラ 1 3 7 0 はまた、受信機 1 3 0 0 及び関連する制御信号の動作モードを記憶するメモリ記憶要素からなる。

#### 【 0 0 3 7 】

図 2 を参照すると、セルラ電話の応用に特に適用される受信機 1 2 0 0 の代表的な設計は以下に詳細に与えられる。代表的な実施形態では、減衰器 1 2 1 6 は 2 0 d B の減衰範囲を有し、0 . 2 d B から - 2 0 d B までの減衰を提供する。減衰器 1 2 1 6 は、その実装は当該技術で知られた一対のダイオードや電界効果トランジスタ ( F E T ) を用いて設計され得る。代表的な実施形態では、L N A 1 2 2 0 a 及び 1 2 2 0 b はそれぞれ 1 3 d B の固定ゲインを有する。L N A 1 2 2 0 a 及び 1 2 2 0 b は市販品のモノリシック R F 増幅器あるいはディスクリート設計された増幅器でよい。L N A 1 2 2 0 の代表的なディス

10

20

30

40

50

クリート設計は以下に詳細に与えられる。代表的な実施形態では、パッド 1 2 2 2 a 及び 1 2 2 2 b は 5 d B の減衰を提供し、当該技術で知られた手法で抵抗器を用いて実装され得る。代表的な実施形態では、バンドパスフィルタ 1 2 2 6 は、セルラ帯域の全体の帯域幅である 2 5 M H z の帯域幅を有する表面弾性波 ( S A W ) フィルタであり、およそ 9 0 M H z が中心周波数である。

#### 【 0 0 3 8 】

代表的な実施形態では、バンドパスフィルタ 1 2 3 2 はまた、C D M A システムの帯域幅である 1 . 2 2 8 8 M H z の帯域幅を有し、およそ 1 1 6 . 5 M H z の中心周波数である。ミキサ 1 2 3 0 は能動ミキサであり、モトローラ M C 1 3 1 4 3、あるいは当該技術で知られた手法で設計された他の能動ミキサのような市販品のミキサでよい。ミキサ 1 2 3 0 はまた、ダブルバランスダイオードミキサのような受動素子で実装されてもよい。増幅器 1 2 3 4 はモノリシック増幅器でもよく、あるいはディスクリート構成で設計された増幅器でもよい。代表的な実施形態では、増幅器 1 2 3 4 は 4 0 d B のゲインを提供するように設計される。

#### 【 0 0 3 9 】

代表的な実施形態では、復調器 1 2 5 0 を除く受信機 1 2 0 0 の全ゲイン範囲は + 5 1 d B から - 5 d B である。このゲイン範囲は、バンドパスフィルタ 1 2 2 6 についての代表的な挿入損失 - 3 d B、ミキサ 1 2 3 0 についての挿入損失 + 1 d B、及びバンドパスフィルタ 1 2 3 2 にてついで挿入損失 - 1 3 d B を仮定している。C D M A への応用については、8 0 d B の A G C 範囲がパス損失、フェージング状況及び妨害を適正処理するのに典型的に必要である。代表的な実施形態では、減衰器 1 2 1 6、L N A 1 2 2 0 a 及び 1 2 2 0 b 並びにパッド 1 2 2 2 a 及び 1 2 2 2 b により提供される A G C 範囲は 5 6 d B である。代表的な実施形態では、A G C 範囲の残留 2 4 d B が復調器 1 2 5 0 及び / 又は増幅器 1 2 3 4 に提供される。復調器 1 2 5 0 内では ( 図 4 参照 )、A D C 1 4 1 0 はアナログ波形を量子化し、次のデジタル信号処理ブロックにデジタル値を提供する。代表的な実施形態では、A D C 1 4 1 0 に対する必要な分割は 4 ビットである。代表的な実施形態では、付加的な分割の 6 ビットは、未だフィルタされていない妨害に対するヘッドルームを提供する。A D C 1 4 1 0 は 1 0 ビットよりも大きな分割を提供するように設計されてもよい。1 0 を超えるそれぞれの付加的なビットは 6 d B のゲイン制御を提供するのに用いられ得る。幸い、高い C D M A 信号レベルで、帯域外妨害レベルは C D M A 信号より高い + 7 2 d B で持続することができない。従って、C D M A 信号が強い時、妨害は妨害ヘッドルームに対する 6 ビットよりも小さい分割を必要とする。代表的な実施形態では、復調器 1 2 5 0 内で実行される A G C 機能は、C D M A 信号が強い時、例えば C D M A 制御範囲がハイエンド ( high end ) の時等のみ動作する。従って、最初に妨害ヘッドルームとして保存される分割の余分なビットは、強い C D M A 信号レベルの結果として、A G C 機能として今用いられる。受信機 1 2 0 0 に必要な動作を提供する 2 次抽出バンドパス A D C の設計は、上述の係属米国出願第 0 8 / 9 8 7 , 3 0 6 号に開示されている。

#### 【 0 0 4 0 】

##### I I . 増幅器設計

代表的なディスクリート L N A 設計の概略図は図 5 ( A ) に示される。L N A 1 2 2 0 内では、R F 入力 A C 結合キャパシタ 1 5 1 2 の一端に提供される。キャパシタ 1 5 1 2 の他端はキャパシタ 1 5 1 4 及びインダクタ 1 5 1 6 の一端に接続される。キャパシタ 1 5 1 4 の他端はアナログ接地に接続され、インダクタ 1 5 1 6 の他端は抵抗器 1 5 1 8 及び 1 5 2 0 並びにトランジスタ 1 5 4 0 のベースに接続される。抵抗器 1 5 1 8 の他端は電源 V d c に接続され、抵抗器 1 5 2 0 の他端はアナログ接地に接続される。バイパスキャパシタ 1 5 2 2 は V d c 及びアナログ接地に接続される。代表的な実施形態では、トランジスタ 1 5 4 0 は当該技術で一般に用いられるシーメンス B F P 4 2 0 のような低雑音 R F トランジスタである。トランジスタ 1 5 4 0 のエミッタはインダクタ 1 5 4 2 の一端に接続される。インダクタ 1 5 4 2 の他端は電流源 1 5 8 0 に接続され、この電流源 1 5

10

20

30

40

50

80はさらにアナログ接地に接続される。トランジスタ1540のコレクタはインダクタ1532、抵抗器1534及びキャパシタ1536の一端に接続される。インダクタ1532及び抵抗器1534の他端はVdcに接続される。キャパシタ1536の他端はRF出力からなる。

#### 【0041】

LNA1220内では、キャパシタ1512及び1536は、それぞれRF入力及び出力信号のAC結合を提供する。キャパシタ1514及びインダクタ1516は雑音整合を提供する。インダクタ1516及び1532はまたそれぞれLNA入力及び出力の整合を提供する。インダクタ1532はまたトランジスタ1540のバイアス電流のためのDCパスを提供する。インダクタ1542は線形性を改良するためのエミッタインピーダンスのデジェネレーション (degeneration) を提供する。抵抗器1518及び1520は抵抗器1540のベースでDCバイアス電圧を設定する。抵抗器1534はLNA1220のゲイン及び出力インピーダンスを決定する。電流源1580はLNA1220のIIP3を決定するトランジスタ1540のバイアス電流を制御する。

#### 【0042】

代表的な電流源1580の概略図は図5(B)に示される。nチャネルMOSFET1582及び1584のソースはアナログ接地に接続される。MOSFET1584のドレインは抵抗器1586の一端に接続される。抵抗器1586の他端はMOSFET1582のドレインに接続され、電流源1580の出力から構成される。バイパスキャパシタ1588は電流源1580の出力及びアナログ接地を横切って (across) 接続される。MOSFET1582のゲートはVbias1に接続され、MOSFET1584のゲートはVbias2に接続される。

#### 【0043】

MOSFET1582及び1584は、同様にLNA1220のIIP3動作点を決定するトランジスタ1540にコレクタバイアス電流Iccを提供する。MOSFET1582及び1584のゲートはそれぞれ制御電圧Vbias1及びVbias2に接続される。Vbias1が低い時 (例えば0V)、MOSFET1582はターンオフし、トランジスタ1540にコレクタバイアス電流Iccを提供しない。Vbias1が高い場合 (例えばVdcに到達している)、MOSFET1582はターンオンし、トランジスタ1540に最大コレクタバイアス電流を提供する。従って、Vbias1はMOSFET1582により提供されるコレクタバイアス電流Iccの量を決定する。同様に、Vbias2はMOSFET1584により提供されるコレクタバイアス電流の量を決定する。しかしながら、トランジスタ1540のベースにおける電圧及び抵抗器1586の抵抗値は、MOSFET1584により提供される最大コレクタバイアス電流を制限する。

#### 【0044】

LNA1220のIIP3動作対コレクタバイアス電流Iccは図6に示される。コレクタバイアス電流におけるオクターブ増加 (あるいは倍加) 当たりIIP3はおよそ6dB増加することに注目する。トランジスタ1540のコレクタバイアス電流、LNA1220のゲイン及びLNA1220のIIP3に対する制御電圧Vbias1は図7に示される。ゲインはほぼ一定であることに注目する (例えばすべてのVbias1電圧に対してほぼ1dBのゲイン変動である)。また、IIP3はコレクタバイアス電流Iccとともに同様に変動する。従って、コレクタバイアス電流は、高いIIP3が必要でなくても、LNA1220のゲインに対する効果を最小にして減少する。

#### 【0045】

図5(A)及び(B)はLNA1220及び電流源1580の代表的な設計をそれぞれ示している。LNA1220は、必要な動作を提供するため (例えばより高いゲイン、改良された雑音指数、よりよい整合)、他のトポロジを用いて設計され得る。LNA1220は、バイポーラ接合トランジスタ (BJT)、ヘテロ接合バイポーラトランジスタ (HBT)、酸化金属半導体電界効果トランジスタ (MOSFET)、ガリウムヒ素電界効果トランジスタ (GaAsFET) 等のような他の能動素子を用いて設計され得る。LNA

10

20

30

40

50



1 2 2 0 はまた当該技術で知られた手法でモノリシック増幅器として実装され得る。同様に、電流源 1 5 8 0 は当該技術で知られた手法により設計されまた実装され得る。L N A 1 2 2 0 及び電流源 1 5 8 0 の様々な実装は本発明の範囲内である。

#### 【 0 0 4 6 】

I I I . 様々な I I P 3 バイアス制御

上述の通り、帯域内の相互変調積は、非線形デバイスを介してスプリアス信号により生じ得る。厳しい線形性の要求のある応用の一つは、アドバンスト移動電話システム ( A M P S ) のような他のセルラ電話システムで同じ位置に配置された 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に近い高い電力でスプリアス信号 (あるいは妨害) を送信し、結果として C D M A 受信機において高い I I P 3 条件を必要とする。

10

#### 【 0 0 4 7 】

C D M A システムにおけるスプリアス信号阻止 ( rejection ) 要求は、以下 I S - 9 8 - A 規格としての “ T I A / E I A / I S - 9 8 - A 相互変調スプリアス応答減衰 ” における 2 トーンテスト及び単一トーンテストの 2 つの仕様により定義される。2 トーンテストは図 8 ( A ) に示される。2 トーンは C D M A 波形の中心周波数から  $f_1 = + 9 0 0 \text{ k H z}$  及び  $f_2 = + 1 7 0 0 \text{ k H z}$  の位置である。2 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 高い。このテストは A M P S システムからの信号のような隣接チャネルで送信された F M 変調信号をシミュレートする。F M 変調された信号は、C D M A 波形における電力が 1 . 2 2 8 8 M H z の帯域幅を超えて拡散する一方で、搬送波の電力の大きさを有する。C D M A 信号はチャネル状況の影響をより受けず、電力制御ループにより低電力レベルで維持される。実際に、C D M A 信号は、干渉を減少し容量を増加する動作の必要レベルにとって必要な最小電力レベルが維持される。

20

#### 【 0 0 4 8 】

単一トーンテストは図 8 ( B ) に示される。単一トーンは C D M A 波形の中心周波数から  $f_1 = + 9 0 0 \text{ k H z}$  の位置であり、C D M A 信号の振幅よりも + 7 2 d B 高い振幅を有する。

#### 【 0 0 4 9 】

I S - 9 8 - A に従うと、受信機の線形性は C D M A 入力電力レベル - 1 0 1 d B m 、 - 9 0 d B m 、及び - 7 9 d B m で明確に示される。2 トーンテストでは、それぞれ妨害は - 4 3 d B m 、 - 3 2 d B m 及び - 2 1 d B m ( + 5 8 d B c ) であり、帯域内の相互変調積の等価信号は - 1 0 4 d B m 、 - 9 3 d B m 、及び - 8 2 d B m であり、入力電力レベルは - 1 0 1 d B m 、 - 9 0 d B m 、及び - 7 9 d B m である。

30

#### 【 0 0 5 0 】

図 8 ( A ) に示すように、 $f_1 = + 9 0 0 \text{ k H z}$  及び  $f_2 = + 1 7 0 0 \text{ k H z}$  でのスプリアストーン (あるいは妨害) は、 $( 2 f_1 - f_2 ) = + 1 0 0 \text{ k H z}$  及び  $( 2 f_2 - f_1 ) = + 2 5 0 0 \text{ k H z}$  での 3 次相互変調積を生成する。+ 2 5 0 0 k H z での積は次のバンドパスフィルタ 1 2 2 6 及び 1 2 3 2 ( 図 2 参照 ) により容易にフィルタされる。しかしながら、+ 1 0 0 k H z での積は C D M A 波形内に落ち、C D M A 信号を低下させる。

#### 【 0 0 5 1 】

受信機 1 2 0 0 の動作における低下を最小化するため、受信機 1 2 0 0 内の能動素子の I I P 3 は受信信号の非線形性の量に従って調整される。受信機 1 2 0 0 は 2 トーンの相互変調の仕様を満たすように設計される。しかしながら、実際には、妨害は受信機 1 2 0 0 のほんのわずかな動作時間として存在する。さらに、妨害の振幅はまれに明示した + 5 8 d B レベルに到達する。従って、最悪の場合の妨害に対する設計をし、最悪の場合の妨害を予測した高い I I P 3 モードにおいて受信機 1 2 0 0 を操作することは、消費電力を浪費する。

40

#### 【 0 0 5 2 】

本発明では、特に L N A 1 2 2 0 b 及びミキサ 1 2 3 0 における能動素子の I I P 3 は受信機 1 2 0 0 からの出力信号の非線形性の量に従って調整される。代表的な実施形態では

50

、非線形性はRSSI勾配方法により測定される。RSSI勾配の測定は“高いダイナミックレンジ閉ループ自動ゲイン制御回路”と題され1992年4月21日に発行された米国特許第5,107,225号に詳細に説明され、本発明の譲受人に譲渡され、参考のためここに組み込まれている。図2を参照すると、バンドパスフィルタ1232は1.2288MHzの帯域幅を有し、ほとんどの妨害及び帯域外相互変調積を抑制する。帯域内に落ちる相互変調積は抑制され得ず、CDMA波形に付加される。増幅器1234からのIF信号は、IF信号を処理してI及びQデータからなるデジタルベースバンドデータを提供する復調器1250に提供される。ベースバンドデータは非線形測定回路1290に提供される。代表的な実施形態では、非線形測定回路1290は以下の等式に従った信号の電力を計算する。

【0053】

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

ここで、Pはベースバンド信号の電力、I及びQはI及びQ信号の振幅をそれぞれ示している。電力測定値はバイアス制御回路1280に提供される。

【0054】

この電力測定は、相互変調積の電力と同様に所望のベースバンドI及びQ信号の電力を含む。上述したように、2次非線形性において、相互変調積は、入力信号レベルがそれぞれdB増加するのに対し2dB増加する。3次非線形性において、相互変調積は、入力信号レベルがそれぞれdB増加するのに対し3dB増加する。従って、相互変調量は出力信号レベルに対する入力信号レベルの変化として定義されたRSSI勾配の測定により見積もり可能である。入力信号レベルの変化は所定の増加量（例えば0.5dB）に設定され得る。線形範囲で動作する受信機1200において、入力信号レベルの0.5dBの増加は出力信号レベルの0.5dBの増加と、RSSI勾配1.0の増加に対応する。しかしながら、非線形性動作領域へ1あるいはそれ以上の能動素子が遷移するにつれ、RSSI勾配は増加する。より高いRSSI勾配はより大きな非線形性レベルに対応する。3.0のRSSI勾配は総圧縮で（例えば入力が増加する場合に所望の出力信号レベルで増加しない）、3次相互変調積により支配された出力で動作する受信機1200に対応する。

【0055】

本発明では、RSSI勾配は所定のRSSIしきい値に対して比較され得る。RSSI勾配がしきい値を超えると、適切な能動素子のIIP3は増加する。代替的には、RSSI勾配がRSSI勾配よりも下であれば、IIP3は減少する。RSSIしきい値は、必要なビットエラーレート（BER）あるいはフレームエラーレート（FER）の推移に基づいて受信機1200の動作中に調整され得る。IIP3が増加する前に、RSSIしきい値がより高くなると相互変調積のレベルがより高くなり、その結果BERあるいはFERの推移を犠牲にして電力消費を最小化する。RSSIしきい値はまた必要な動作のレベル（例えば1%FER）に対するしきい値を設定する制御ループにより調整され得る。代表的な実施形態では、RSSI勾配は1.2に選択される。しかしながら、他のRSSIしきい値を使用することは本発明の範囲内である。

【0056】

本発明では、妨害の振幅を直接測定することは重要ではない。より重要なのは、相互変調積のより高いレベルの観点から、所望の信号における妨害の好ましくない影響を測定することにある。RSSI勾配は非線形性のレベルを測定する一つの方法である。また、非線形性のレベルは、入力信号の振幅の益々増加する変化に対する出力信号のチップ当たりエネルギーに対する雑音比（ $E_c / I_0$ ）の変化を計算することにより測定され得る。相互変調積は、受信機1200が圧縮されている時に3:1の因子により増加し、出力信号は3次相互変調積により支配される。RSSI勾配手法に関しては、非線形性のレベルは、 $E_c / I_0$ の変化対入力信号レベルの変化により見積もり可能である。非線形性のレベルを測定する他の手法が考えられ、これは本発明の範囲内である。

【0057】

代表的な実施形態では、動作を最大化するため、能動素子のIIP3は、各能動素子で経

10

20

30

40

50

る非線形性の量（例えば、RSSI勾配の測定を通じて）に従って調整される。LNA 1220a及び1220bは固定されたゲインを提供する。従って、ミキサ1230は最大の信号レベルを経て、LNA 1220bは次の最大信号レベルを経て、LNA 1220aは最小の信号レベルを経る（これはLNA 1220aのゲインがバンドパスフィルタ1226の挿入損失よりも大きいと仮定する）。これらの仮定で、ミキサ1230のIIP3動作点は、妨害が検出された場合に（例えば高いRSSI勾配測定を通じて）最初に増加する。ミキサ1230のIIP3が十分に一旦調整されると（例えば最高のIIP3動作点に達すると）、LNA 1220aのIIP3は増加し得る。最後に、LNA 1220bのIIP3が十分に一旦調整されると、LNA 1220aのIIP3は増加し得る。代表的な実施形態では、LNA 1220aは、受信機1200の動作を最適化するために、所定のIIP3動作点で維持される。補足的な方式では、LNA 1220bのIIP3は妨害が検出されないと最初に減少する。LNA 1220bのIIP3が十分に一旦調整されると（例えば最低IIP3動作点に達すると）、ミキサ1230のIIP3は減少する。

#### 【0058】

LNA 1220b及びミキサ1230のIIP3は、連続的な方法（例えば連続的なVbias1及びVbias2制御電圧を提供することにより）あるいは離散的なステップで可変である。本発明は連続的、離散的ステップ、あるいは能動素子のIIP3を制御するための他の方法の使用を目的としている。

#### 【0059】

IIP3調整の上記説明された次数は、IIP3は単に考慮されていることを仮定している。しかしながら、異なる応用は、異なる入力状況で実行され、異なる動作要求を有する。IIP3調整の次数は、これら要求を満たすために再配置され得る。さらに、IIP3調整は上述したもの（例えば入力信号レベルを増加させるのに対してIIP3を減少させる）から、特定の動作状況に受信機1200の動作を最適化する方向に置換可能である。IIP3調整の異なる次数及びIIP3調整の異なる方向は本発明の範囲内である。

#### 【0060】

##### IV. ゲイン制御

ほとんどの受信機は、入力信号レベルの広い範囲に適応するように設計されている。CDMA受信機にとって、必要なAGC範囲は公称80dBである。本発明の代表的な実施形態では（図2参照）、AGC範囲は減衰器1216、LNA 1220a及び1220b、パッド1222a及び1222b、復調器1250並びにあるいは増幅器1234により提供される。代表的な実施形態では、減衰器1216は20dBのAGC範囲を提供し、パッド1222a及び1222bはそれぞれ5dBのAGC範囲を提供し、LNA 1220a及び1220bはそれぞれ13dBのAGC範囲を提供し、増幅器1234及び/又は復調器1250は24dBのAGC範囲を提供する。これら構成要素の1あるいはそれ以上のAGC範囲は可変で、本発明の範囲内である。さらに、増幅器1234は他の構成要素のそれを補うAGC範囲を提供するように設計され得る。例えば、パッド1222のAGC範囲はそれぞれ2dBに減少され得、増幅器1234は6dBのAGC範囲に設計され得る。

#### 【0061】

代表的な実施形態では、AGC範囲の最初の2dBが復調器1250により提供される。復調器1250は、AGC制御に用いられ得る付加的なビットの分割を提供するバンドパス2次抽出ADC 1410からなる。AGC範囲の次の20dBは、減衰器1216及び/又は増幅器1234により提供される。AGC範囲の次の18dBはLNA 1220a及びパッド1222aにより提供される。AGC範囲の次の18dBはLNA 1220a及びパッド1222aにより提供される。そして、AGC範囲の残りの22dBは増幅器1234及び/又は復調器1250により提供される。

#### 【0062】

CDMA入力信号電力を向上させる本発明の受信機1200のAGC制御動作を示した代表的な図を図9に示す。この例では、増幅器1234は簡単のため固定ゲイン増幅器とし

10

20

30

40

50

て実装される。C D M A 入力電力レベルは - 1 0 4 d B から - 2 4 d B までの範囲にわたってよい。- 1 0 4 d B から - 1 0 2 d B までは、L N A 1 2 2 0 a 及び 1 2 2 0 b はターンオンし、スイッチ 1 2 2 4 a 及び 1 2 2 4 b はスイッチオフされ、A G C は復調器 1 2 5 0 により提供される。- 1 0 2 d B から - 8 5 d B までは、A G C は減衰器 1 2 1 6 により提供される。- 8 4 d B から - 6 2 d B までは、L N A 1 2 2 0 a はターンオフし、スイッチ 1 2 2 4 a はスイッチオンし、L N A 1 2 2 0 b はオンのままで、スイッチ 1 2 2 4 b はオフのままで、A G C は減衰器 1 2 1 6 により提供される。- 6 3 d B から - 4 6 d B までは、L N A 1 2 2 0 a 及び 1 2 2 0 b はターンオフし、スイッチ 1 2 2 4 a 及び 1 2 2 4 b はスイッチオンし、A G C は減衰器 1 2 1 6 により提供される。最後に、- 4 6 d B よりも上では、減衰器 1 2 1 6 は十分に減衰され、復調器 1 2 5 0 内への I F 信号レベルは入力 R F 信号レベルの d B 当たり d B 増加し、A G C は A D C 1 4 1 0 の後に復調器 2 1 5 0 に提供される。

10

#### 【 0 0 6 3 】

C D M A 信号電力を下げるための受信機 1 2 0 0 の A G C 制御動作の代表的な図が図 1 0 に示される。また、増幅器 1 2 3 4 はこの例では簡単のため固定ゲイン増幅器として実装される。- 2 4 d B から - 4 6 d B までは、L N A 1 2 2 0 a 及び 1 2 2 0 b はターンオフされ、スイッチ 1 2 2 4 a 及び 1 2 2 4 b はスイッチオンし、A G C は A D C 1 4 1 0 の後に復調器 1 2 5 0 により提供される。- 4 6 d B から - 6 6 d B までは、A G C は減衰器 1 2 1 6 により提供される。- 6 6 d B から - 6 9 d B までは、減衰器 1 2 1 6 は最小減衰状態で、A G C は復調器 1 2 5 0 により提供される。- 7 0 d B では、L N A 1 2 2 0 b はターンオンし、スイッチ 1 2 2 4 b はスイッチオフされる。- 7 0 d B から - 8 4 d B までは、A G C は減衰器 1 2 1 6 により提供される。- 8 4 d B から - 9 0 d B までは、A G C は復調器 1 2 5 0 により提供される。- 9 1 d B では、L N A 1 2 2 0 a はターンオンし、スイッチ 1 2 2 4 a はスイッチオフされる。- 9 1 d B から - 1 0 2 d B までは、A G C は減衰器 1 2 1 6 により提供される。また、- 1 0 2 d B から - 1 0 4 d B までは、A G C は復調器 1 2 5 0 により提供される。

20

#### 【 0 0 6 4 】

図 9 及び図 1 0 は、L N A 1 2 2 0 a 及び 1 2 2 0 b がターンオン及びオフする場合の入力 R F 信号レベルを示す。L N A 1 2 2 0 a は、入力信号レベルが - 8 5 d B ( 図 9 参照 ) を超える時にターンオフするが、信号レベルが - 9 1 d B を過ぎて下がるまで再びターンオンする。6 d B のヒステリシスにより、L N A 1 2 2 0 a がオン及びオフ状態の間でトグルしないようにする。また、L N A 1 2 2 0 b は同様の理由で 6 d B のヒステリシスが提供される。異なる量のヒステリシスも、システム動作を最適化するのに用いられ得、これは本発明の範囲内である。

30

#### 【 0 0 6 5 】

上記説明は、必要とされる A G C 制御の代表的な実装を示す。A G C 制御は可変ゲインを有する A G C 増幅器で実装されてもよい。さらに、減衰器 1 2 1 6 並びに L N A 1 2 2 0 a 及び 1 2 2 0 b の図 2 に示す配置は、C D M A 仕様を満たす実装の単なる一例に過ぎない。ここで説明した要素に当該技術で知られる他の要素や回路を組み合わせた A G C 機能の他の実装も本発明の範囲内である。

40

#### 【 0 0 6 6 】

V . 測定された非線形性に基づく受信機の設定

本発明の第 1 実施形態では、能動素子の I I P 3 は受信機 1 2 0 0 により生成される非線形性の測定レベルに基づいて設定される。非線形性のレベルは R S S I 勾配あるいは  $E_c / I_0$  測定により見積もり可能である。代表的な R S S I 勾配測定の実装のタイミング図が図 1 1 に示される。代表的な実施形態では、入力 R F 信号レベルは狭いパルスで減衰器 1 2 1 6 の減衰を変動させることにより変化する。各パルスは“ウィグル (wiggle)”と呼ばれる。R S S I 勾配は各パルスで測定され、その測定値は、R S S I 勾配想定 of 正確性を改良すべく、所定の時間 T で平均化される。時間 T の最後で、測定された R S S I 勾配は R S S I しきい値と比較され、その結果は上述した手法で能動素子の I I P 3 を調整

50

するのに用いられる。

#### 【0067】

図11に示すように、 $T_0$ におけるRSSI勾配測定値はRSSIしきい値よりも低く、受信機1200は線形の範囲内で動作していることを示している。従って、LNA1220bのIIP2は電力消費を保存するため減少する。同様に、時間 $T_1$ 、 $T_2$ 及び $T_3$ の最後に、測定されたRSSI勾配はRSSIしきい値よりも低く、LNA1220bのIIP3は減少し続ける。時間 $T_4$ の最後には、測定されたRSSI勾配は未だRSSIしきい値よりも低く、ミキサ1230のIIP3は、LNA1220bのIIP3が最初のIIP3動作点に十分に調整されてから減少する。時間 $T_5$ の最後では、測定されたRSSI勾配はRSSIしきい値よりも大きく、このことは相互変調積は許容できないレベルまで増加していることを示している。ミキサ1230のIIP3は、それに応答する線形性を改良するため増加する。

#### 【0068】

代表的な実施形態では、各パルスは200  $\mu$ secの時間期間であり、時間Tは5 msecであり、一つの時間T内のパルス数は9である。これらの値を用いると、デューティサイクルは36%である。好ましい実施形態では、パルスのデューティサイクルは、好ましい信号の $E_c/I_0$ が、信号の振幅における周期的な摂動による低下が最小になるように、充分低くあるべきである。パルス幅は、AGC制御回路1280に対する外乱を最小化するように短い時間期間が選択される。典型的には、AGC制御ループは遅く、短い減衰パルスにより生じる信号レベルの変化に追従することができない。このことは、出力信号の振幅における変化が、入力信号の振幅及び相互変調積の変化に正確に影響を与えるため、またAGC制御回路1280により生じる変化に影響を与えないため、特に重要である。しかしながら、短パルス幅により、出力信号電力はあまり正確に測定できなくなる。本発明は、様々なパルス幅及びここで説明した機能のための様々なデューティサイクルの利用に向けられている。

#### 【0069】

入力RS信号レベルにおける摂動の振幅は、出力信号における低下を最小化するため、また全体の受信機1200のIIP3に与える影響を最小限にするため、小さく選択される。代表的な実施形態では、RSSI勾配測定値に対する減衰ステップは0.5 dBである。減衰ステップに対する他の値も用いることができ、本発明の範囲内である。

#### 【0070】

代表的な実施形態では、RSSIしきい値は1.2に選択される。1のRSSI勾配の使用により、連続する時間Tの間でIIP3動作点がトグルすることができる。これを回避するため、ヒステリシスを提供するのに用いられる2つのRSSIしきい値が用いられ得る。測定されたRSSI勾配が最初のしきい値を超えない限りIIP3は増加せず、測定されたRSSI勾配が第2のRSSIしきい値より下回らない限りIIP3は減少しない。単一のしきい値あるいは複数のしきい値を使用することは本発明の範囲内である。

#### 【0071】

入力RF電力レベルを向上させるための本発明の受信機1200のIIP3バイアス制御動作は図12に示される。入力RF信号はCDMA信号及びCDMA信号よりも+58 dB高い2トーンの妨害から構成される。CDMA信号電力が-104 dBから-101 dBの間に設定されている時、ミキサ1230のIIP3は+10 dBに設定され、LNA1220a及び1220bのIIP3は0 dBに設定される。CDMA信号が-101 dBを超えて増加すると、測定されたRSSI勾配はRSSIしきい値を超え、ミキサ1230のIIP3は非線形性のレベルを最小化するため+15 dBに増加する。減衰器1216は-104 dB及び-84 dBの間の入力RF信号の減衰を提供する。-84 dBでは、LNA1220aはバイパスされ、減衰器1216はその低い減衰状態にリセットされる。CDMA信号電力が-83 dB、-79 dB、-75 dB及び-71 dBの時、LNA1220bのIIP3は、相互変調積を最小化するために増加する。およそ-64 dBでは、LNA1220bはバイパスされ、減衰器1216はその低い減衰状態に再度

10

20

30

40

50

リセットされる。

#### 【 0 0 7 2 】

入力 R F 電力レベルを減少させるための受信機 1 2 0 0 の I I P 3 バイアス制御動作は図 1 3 に示される。また、入力 R F 信号は C D M A 信号及び C D M A 信号よりも + 5 8 d B 高い 2 トーン妨害から構成される。最初、C D M A 入力信号レベルが - 6 0 d B の時、L N A 1 2 2 0 a 及び 1 2 2 0 b はバイパスされる。C D M A 信号電力が - 7 0 d B に減少するとき、L N A 1 2 2 0 b は必要なゲインを提供するためにターンオンされる。およそ - 7 6 d B、- 8 0 d B、- 8 4 d B、- 8 8 d B で、L N A 1 2 2 0 b の I I P 3 は電力消費を最小化するために減少する。- 9 0 d B では、減衰器 1 2 1 6 はその上の減衰範囲に到達し、L N A 1 2 2 0 a はターンオンされる。- 1 0 0 d B では、ミキサ 1 2 3 0 の I I P 3 は入力 R F 信号レベルが小さいため、電力を保存するために減少する。

10

#### 【 0 0 7 3 】

上述したように、ミキサ 1 2 3 0 並びに L N A 1 2 2 0 a 及び 1 2 2 0 b の I I P 3 が調整されている場合の入力 R F 電力レベルは、測定された R S S I 勾配により決定される。R S S I 勾配測定値により、図 1 2 及び図 1 3 に示す線形空間 I I P 3 バイアススイッチ点でないかもしれない。さらに、段階スイッチ点は連続的に可変なバイアス制御に置換され得る。

#### 【 0 0 7 4 】

V I . 動作モードに基づく受信機の設定

本発明の第 2 実施形態では、能動素子の I I P 3 は受信機の動作モードに基づいて設定される。上述したように、受信機 1 3 0 0 ( 図 3 参照 ) は、P C S あるいはセルラ帯域のいずれかで動作することが要求されるセルラ電話で用いられ得る。各帯域はデジタル及び / 又はアナログのフォームでもサポート可能である。各フォームはさらに様々な動作モードから構成されてもよい。様々な動作モードが動作を改良しバッテリー電力を保存するのに用いられる。例えば、異なる動作モードはセルラ電話の以下の特徴点をサポートするのに用いられる。( 1 ) より長い待機時間におけるスロットモードページング、( 2 ) ダイナミックレンジ増大のためのゲインステップ、( 3 ) より長時間の通話時間のためのパルクチャ送信機出力、( 4 ) 二重帯域電話 ( P C S 及びセルラ ) のための周波数帯選択、( 5 ) システム間 ( C D M A、A M P S、G S M 等 ) の多重アクセストグル、( 6 ) 妨害がある場合の回路バイアス制御手段、である。

20

30

#### 【 0 0 7 5 】

セルラ電話の動作モードは異なる動作要求を有し得る。代表的な実施形態では、各動作モードには N モードビットからなる特定の識別子が割り当てられる。モードビットは、動作モードの特定の性質を定義する。例えば、1 つのモードビットは P C S 及びセルラ帯域の間の選択に用いられ得、他のモードビットは、デジタル ( C D M A ) あるいはアナログ ( F M ) モードの間の選択に用いられ得る。N モードビットは、N モードビットを  $2^N$  制御ビットまでの制御バスにデコードするコントローラ 1 3 7 0 内の論理回路に提供する。制御バスは、制御を要求する受信機 1 3 0 0 内の回路にルーティングされる。例えば、制御バスは以下を指示可能である。( 1 ) R F / I F プロセッサ 1 3 4 8 内のミキサの I I P 3 及び R F プロセッサ 1 3 1 0 a 及び 1 3 1 0 b 内の L N A の設定、( 2 ) 受信機 1 3 0 0 のゲインの設定、( 3 ) 受信機 1 3 0 0 内の他の R F 及び I F 回路に対する D C バイアス電圧及び / 又は電流の設定、( 4 ) 好ましい信号帯域の選択、( 5 ) 適切な周波数へのオシレータの設定、である。

40

#### 【 0 0 7 6 】

動作モードに基づく受信機 1 3 0 0 に対する I I P 3 制御の代表的な実装は表 1 及び表 2 に示される。受信機 1 3 0 0 は二重帯域 ( P C S 及びセルラ ) 及び二重モード ( C D M A 及び F M ) をサポートする。代表的な実施形態では、P C S 帯域は C D M A 送信をサポートするのみである一方、セルラ帯域は C D M A 及び F M 送信 ( F M 送信は A M P S システムから導かれる ) をサポートする。代表的な実施形態では、4 モードビットが用いられる。4 モードビットは、B A N D \_ S E L E C T、I D L E /、F M / 及び L N A \_ R A N

50

GEビットである。BAND\_\_SELECTビットは動作帯域を決定し、1 = PCS、0 = セルラとして定義される。IDLEノビット(0 = idle)は受信機1300をセルラ電話が動作していない時にアイドルモードに設定する(例えば低いIIP3で動作させる)。FMノビット(0 = FM)は、受信機1300をFM信号の処理に設定する。そして、LNA\_\_RANGEビット(1 = バイパス)は、受信機1300のゲインを設定する。バイパスモードを示すLNA\_\_RANGEビットが高く設定されている時、最初のLNA1320a及び1321bのVbias1及びVbias2は低く設定され、LNAはターンオフされている。

#### 【0077】

BAND\_\_SELECTが0(セルラ帯域)に設定されている時、受信機1300は表1に掲げたセルラ動作モードの1つで動作する。表1はLNA1320a及び1320bのIIP3動作点のみを掲げている。同様の表は、RF/IFプロセッサ1348内の能動ミキサのIIP3動作点に対しても生成できる。セルラモードの間では、LNA1321a及び1321bに対するDCバイアス電流は、バッテリー電力を保存するためターンオフされる。

#### 【0078】

【表1】

IDLE/	FM/	LNA_ RANGE	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
0	1	1	0	0	1	1	CDMAスロット
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

#### 【0079】

BAND\_\_SELECTが1(PCS帯域)に設定されている時、電話は表2に掲げたPCS動作モードの1つで動作する。PCSモードの間では、LNA1320a及び1320bのバイアス電流はバッテリー電力を保存するためターンオフされる。

#### 【0080】

【表2】

IDLE/	FM/	LNA_	LNA	LNA	LNA	LNA	動作モード
		RANGE	1321a	1321a	1321b	1321b	
			Vbias1	Vbias2	Vbias1	Vbias2	
0	0	0	x	x	x	x	使用せず
0	0	1	x	x	x	x	使用せず
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	使用せず
1	0	1	x	x	x	x	使用せず
1	1	0	1	1	1	1	PCS Rx/Tx
1	1	1	0	0	1	1	PCS Rx/Tx

## 【0081】

表1及び表2は要求動作を維持しながら電力消費を最小化するLNAのIIP3動作点を掲げている。制御を必要とする他の回路についても付加的な表が生成可能である。例えば、好ましい動作モードに対する所望の入力信号レベルに基づいて適切な動作範囲にAGCを設定する表を生成できる。受信機1300内の様々な回路に必要なDCバイアス電圧又は電流を設定する他の表を生成できる。

## 【0082】

VII. 受信信号レベルに基づく受信機の設定

本発明の第3実施形態では、能動素子のIIP3は受信機内の様々な信号処理段での信号の測定振幅値に基づいて設定される。図2を参照すると、信号の電力レベルを測定するため、選択された構成要素の出力に電力検出器が接続可能である。この設定機構の第1の実施形態では、電力検出器はLNA1220a及び1220b並びにミキサ1230の出力に接続され、これら構成要素からのRF信号の電力を測定する。そして、電力測定値はバイアス制御回路1280に提供される。バイアス制御回路1280はその情報を用いて、非線形性の所定のレベルを超えて動作するいずれの構成要素のIIP3動作点をも調整する。受信機設定機構の第2の実施形態では、電力検出器はミキサ1230及び復調器1250の出力に接続され、それぞれこれら構成要素からのRF信号及びベースバンド信号の電力を測定する。また、電力測定値はバイアス制御回路1280に提供される。これら2つの測定値の間の電力の違いは、必要なIIP3動作を推測するのに用いられ得る帯域外信号からの電力を示している。バイアス制御回路1280は、動作の要求レベルを維持するため、上述した手法により構成要素の動作点を調整する。電力検出器は、ローパスフィルタにつづくダイオード検出器のような当該技術の知られた多くの手法で実装される。

## 【0083】

好ましい実施形態の上記説明は、いかなる当業者でも製造し、あるいは用いることができるように提供される。これら実施形態の種々の変形は、当業者にとって容易に明確であり、ここで定義された一般的な原理は、発明能力を用いることなく他の実施形態に適用できる。従って、本発明はここに示された実施形態に限定されることを意図するものではなく、ここで開示された原理及び新規な特徴に矛盾しない最も広い視野に調和することを意図するものである。

## 【図面の簡単な説明】

【図1】 従来の代表的な受信機のブロック図。

【図2】 本発明の代表的なプログラマブル線形受信機のブロック図。

【図3】 本発明の代表的なプログラマブル線形二重帯域受信機のブロック図。

【図4】 本発明の受信機内で用いられる代表的なQPSK復調器のブロック図。

【図5】 本発明の受信機内で用いられる代表的な別個独立設計の低雑音増幅器(LNA

10

20

30

40

50



）及び電流源の概略図。

【図 6】 LNA内で用いられるトランジスタのバイアス電流と対比したIIP3パフォーマンスを示す図。

【図 7】 LNAのパフォーマンス曲線を示す図。

【図 8】 IS - 98 - Aにより定義されたCDMA信号に対する2トーン及び単一トーン妨害仕様を示す図。

【図 9】 CDMA入力電力を向上させるAGC制御範囲を示す図。

【図 10】 CDMA入力電力を低下させるAGC制御範囲を示す図。

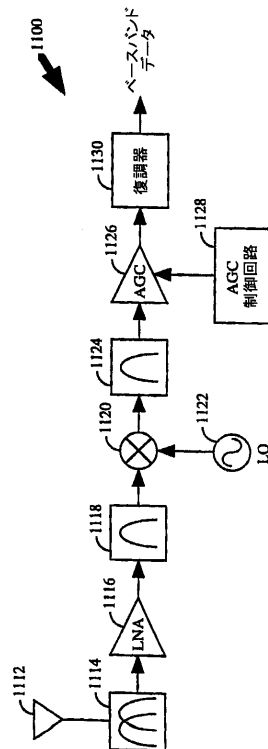
【図 11】 本発明のIIP3バイアス制御機構の代表的な図。

【図 12】 CDMA入力電力を向上させるIIP3バイアス制御を示す図。

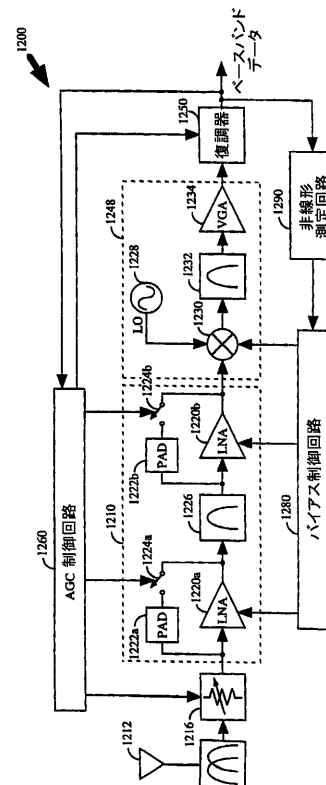
【図 13】 CDMA入力電力を向上させるIIP3バイアス制御を示す図。

10

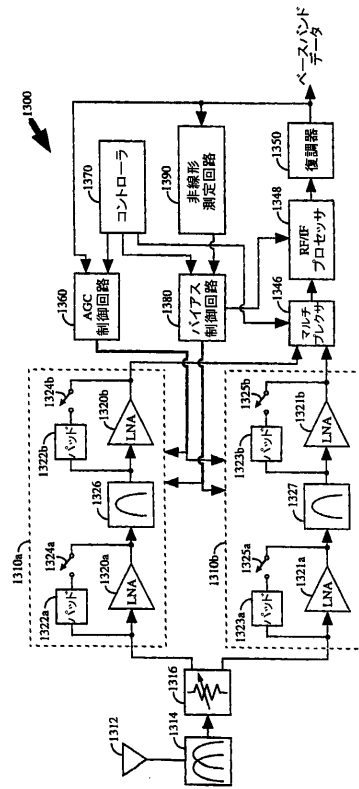
【図 1】



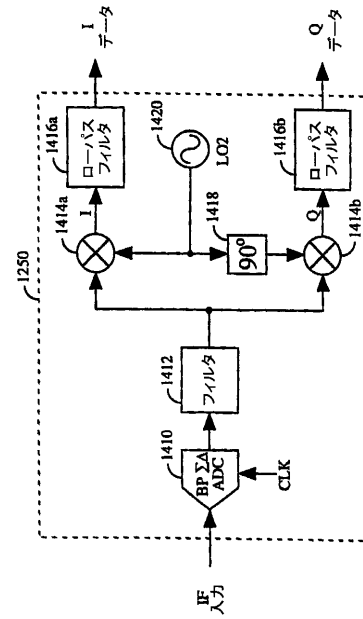
【図 2】



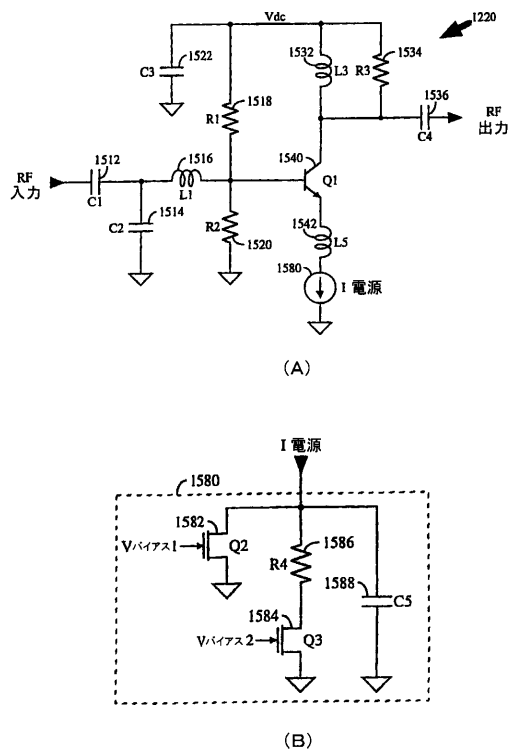
【図 3】



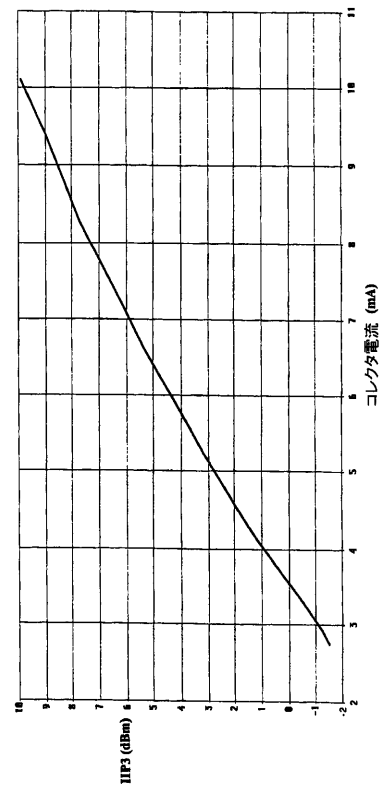
【図 4】



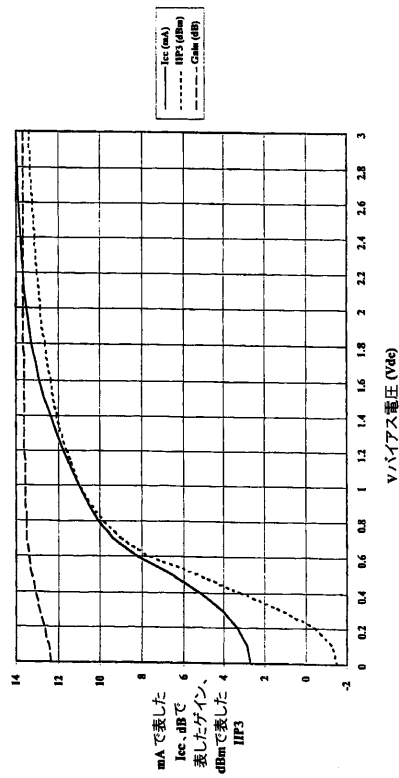
【図 5】



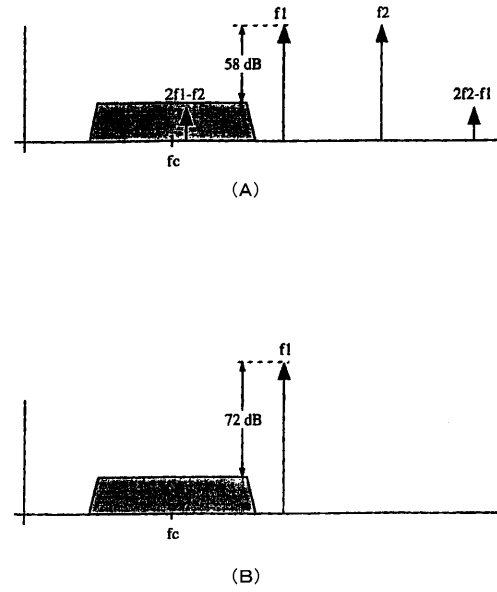
【図 6】



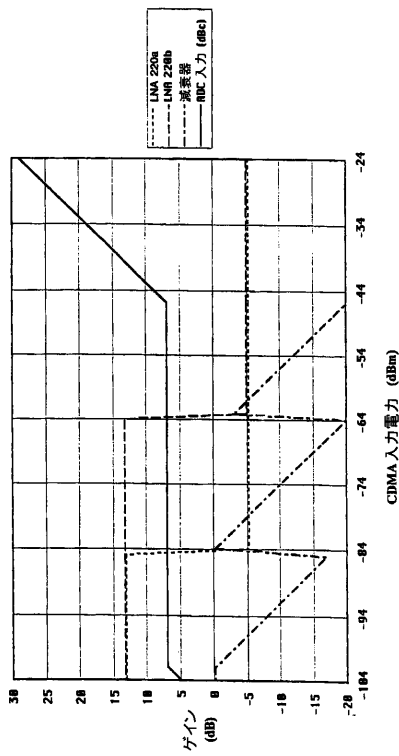
【図 7】



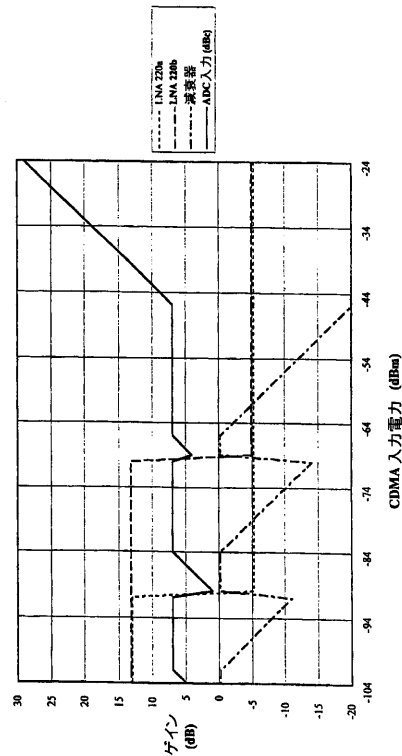
【図 8】



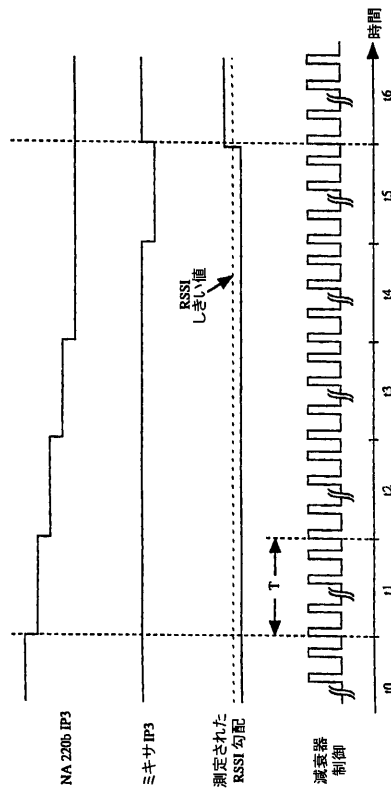
【図 9】



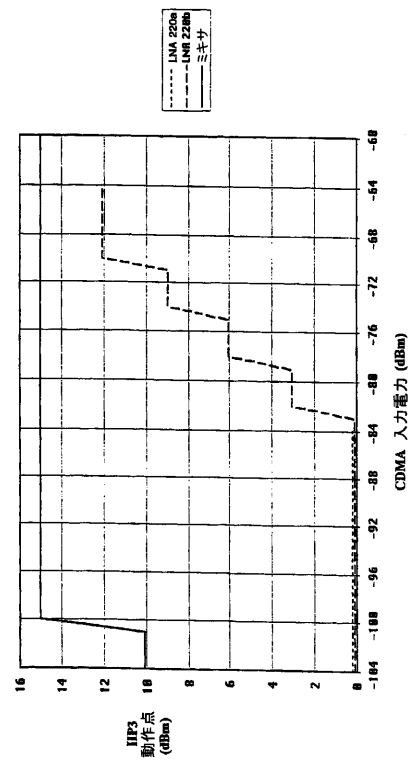
【図 10】



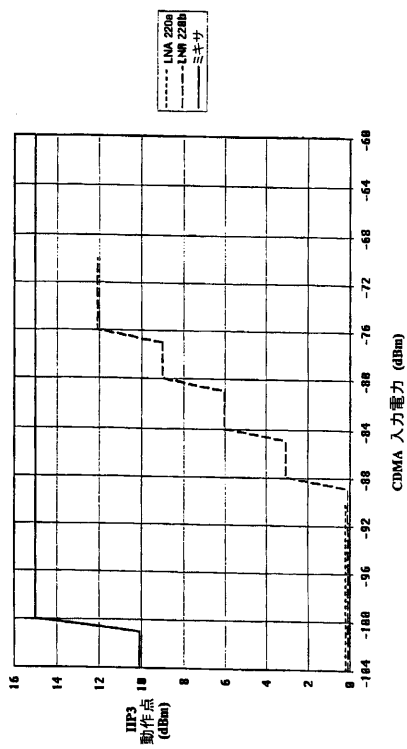
【図 1 1】



【図 1 2】



【図 1 3】



---

フロントページの続き

- (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 サン・ディエゴ、サマーソング・レーン 7 1  
4
- (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 カウフマン、ラルフ・イー  
アメリカ合衆国 カリフォルニア州 9 1 9 4 1 ラ・メサ、レイザー・レーン、 9 3 0 7

審査官 佐藤 敬介

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

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)

H04B 1/16  
H03F 1/02  
H03G 3/18