

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4356753号  
(P4356753)

(45) 発行日 平成21年11月4日(2009.11.4)

(24) 登録日 平成21年8月14日(2009.8.14)

(51) Int.Cl. F I  
H04W 24/06 (2009.01) H04Q 7/00 243

請求項の数 20 (全 26 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2007-43695 (P2007-43695)                  (22) 出願日 平成19年2月23日 (2007.2.23)                  (65) 公開番号 特開2007-235949 (P2007-235949A)                  (43) 公開日 平成19年9月13日 (2007.9.13)                  審査請求日 平成19年2月23日 (2007.2.23)                  (31) 優先権主張番号 06251112.6                  (32) 優先日 平成18年3月1日 (2006.3.1)                  (33) 優先権主張国 欧州特許庁 (EP)</p>	<p>(73) 特許権者 500043574                  リサーチ イン モーション リミテッド                  Research In Motion                  Limited                  カナダ国 エヌ2エル 3ダブリュー8                  オンタリオ, ウォータールー, フィリ                  ップ ストリート 295                  295 Phillip Street,                  Waterloo, Ontario                  N2L 3W8 Canada                  (74) 代理人 100107489                  弁理士 大塩 竹志</p>
--	--

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 RF発生源とヒステリシスを有するRF受信機との間のRF経路損失を決定するシステムおよびその関連方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

所与のRF周波数帯における所与のRFチャネルに対して、RF発生源とRF受信機との間における無線周波数(RF)経路損失を決定するテスト方法であって、該RF発生源は比較的細かい粒度にてRFパワー値を送信し、該RF受信機は、受信された信号強度指示計(RSSI)値を比較的粗い粒度にて生成し、かつ隣接するRSSI値間の各移行における未知のヒステリシスを有し、該テスト方法は、

増加方向および減少方向に、該RF発生源から送信されたRFパワー値をスイープすることによって、該RF受信機における所与のRSSI値の移行について、対のヒステリシスエッジを決定するステップと、

該ヒステリシス移行エッジを用いて、該比較的細かい粒度のRFパワー値と該比較的粗い粒度のRSSI値との間における関係を決定するステップと、

所与のRFパワー値における所与のRSSI、および該比較的細かい粒度のRFパワー値と該粗い粒度のRSSI値との間における関係に基づいて、該所与のチャネルに対するRF経路損失を決定するステップと

を包含する、テスト方法。

【請求項2】

初期のRFパワーレベルにおいて前記RF発生源から送信し、かつ該RF受信機の、対応する初期のRSSI値を計測することと、

該初期のRFパワーレベルと該対応する初期のRSSI値との間の差に基づいて、該R

F 発生源の初期の内部増幅を設定することと  
をさらに包含する、請求項 1 に記載のテスト方法。

【請求項 3】

前記対のヒステリシスエッジを決定することは、RF パワー値の漸次的に減少する間隔でスweepすることを包含する、請求項 1 に記載のテスト方法。

【請求項 4】

複数の RF 経路損失を決定するために、前記所与の RF 周波数帯における、少なくとも一つの他の所与の RF チャンネルに対して、前記三つの決定するステップを反復することと、

該複数の RF 経路損失に基づいて、RF 経路損失関数を決定することと、  
該 RF 経路損失関数に基づいて、該所与の RF 周波数内における、少なくとも一つの他のチャンネルに対して、RF 経路損失を決定することと  
をさらに包含する、請求項 1 に記載のテスト方法。

10

【請求項 5】

前記 RF 経路損失関数を決定することは、最小二乗アルゴリズムに基づいて、該 RF 経路損失を決定することを包含する、請求項 4 に記載のテスト方法。

【請求項 6】

前記 RF 経路損失関数を決定することは、複数のスプライン関数を用いて、該 RF 経路損失関数を決定することを包含する、請求項 4 に記載のテスト方法。

【請求項 7】

20

前記 RF 受信機は、グローバル移動体通信システム (GSM) 受信機を備える、請求項 1 に記載のテスト方法。

【請求項 8】

前記 RF 受信機は、汎用パケット無線サービス (GPRS) 受信機を備える、請求項 1 に記載のテスト方法。

【請求項 9】

前記 RF 受信機は、グローバル移動体通信システム (GSM) の進化型高速データレート展開 (EDGE) を備える、請求項 1 に記載のテスト方法。

【請求項 10】

前記 RF 発生源は基地局エミュレータを備える、請求項 1 に記載のテスト方法。

30

【請求項 11】

無線周波数 (RF) 経路損失を決定するテストシステムであって、  
所与の RF 周波数帯における所与の RF チャンネルに対して、比較的細かい粒度にて、RF パワー値を送信する RF 発生源と、

受信された信号強度指示計 (RSSI) 値を比較的粗い粒度にて生成し、かつ隣接する RSSI 値の間の各移行における、未知のヒステリシスを有する、RF 受信機と、

該 RF 受信機、および該 RF 発生源と結合されるテスト制御器であって、  
増加方向および減少方向に、該 RF 発生源から送信された RF パワー値をスweepすることに基づいて、該 RF 受信機の所与の RSSI 値の移行における対のヒステリシスエッジを決定するステップと、

40

該ヒステリシス移行エッジを用いて、該比較的細かい粒度の RF パワー値と該粗い粒度の RSSI 値との間の関係を決定するステップと、

所与の RF パワー値における所与の RSSI、および該比較的細かい粒度の RF パワー値と該粗い粒度の RSSI 値との間における関係とに基づいて、該所与のチャンネルに対する RF 経路損失を決定するステップと

のための、テスト制御器と  
を備える、テストシステム。

【請求項 12】

前記テスト制御器は、前記 RF 発生源から送信された初期の RF パワーレベルに基づいて、前記 RF 受信機の、対応する初期の RSSI 値を測定し、かつ該初期の RF パワーレ

50

ベルと該対応する初期のRSSI値との間の差に基づいて、該RF発生源の初期の内部増幅を設定する、請求項11に記載のテストシステム。

【請求項13】

前記テスト制御器は、RFパワー値の漸次的に減少する間隔でのスweepに基づいて、前記対のヒステリシスエッジを決定する、請求項11に記載のテストシステム。

【請求項14】

前記テスト制御器は、複数のRF経路損失を決定するために、所与のRF周波数帯における少なくとも一つの他の所与のRFチャンネルに対して前記三つの決定するステップを反復し、該複数のRF経路損失に基づいてRF経路損失関数を決定し、および該RF経路損失関数に基づいて該所与のRF周波数内における、少なくとも一つの他のチャンネルに対してRF経路損失を決定する、請求項11に記載のテストシステム。

10

【請求項15】

前記テスト制御器は、最小二乗アルゴリズムに基づいて、前記RF経路損失関数を決定することによって、該RF経路損失関数を決定する、請求項14に記載のテストシステム。

【請求項16】

前記テスト制御器は、複数のスプライン関数を用いて、前記RF経路損失関数を決定することによって該RF経路損失関数を決定する、請求項14に記載のテストシステム。

【請求項17】

前記RF受信機は、グローバル移動体通信システム(GSM)受信機を備える、請求項11に記載のテストシステム。

20

【請求項18】

前記RF受信機は、汎用パケット無線サービス(GPRS)受信機を備える、請求項11に記載のテストシステム。

【請求項19】

前記RF受信機は、グローバル移動体通信システム(GSM)の進化型高速データレート展開(EDGE)を備える、請求項11に記載のテストシステム。

【請求項20】

前記RF発生源は基地局エミュレータを備える、請求項11に記載のテストシステム。

【発明の詳細な説明】

30

【技術分野】

【0001】

本発明は通信システムの技術分野に関連し、より詳細には、セルラー通信システムなどのモバイルワイヤレス通信システムにおける性能テストおよびその関連方法に関する。

【背景技術】

【0002】

セルラー通信デバイスにおいて、無線感度は、無線受信機性能を特徴付ける基本的な数字である。導体接続状態(すなわち、RFケーブルを介して)、および無線接続状態(すなわちワイヤレス通信リンクを介して)での無線感度計測は、無線設計、認証、および確認の間に、頻繁に実行される。これらの計測は、受信機の残留ビットエラー比(RBER)が所望のレベル、具体的には、2.44%に達するまで、基地局のパワー送信レベルを低減することによって実行される。

40

【0003】

グローバル移動体通信システム(GSM)のモバイルデバイスに対しては、例えば、それぞれが少なくとも100チャンネルからほぼ400チャンネルの範囲にわたるいくつかの通信帯が存在する。GSMモバイル電話のあらゆるチャンネルをスキャンするためには、従来の半直感的な(semi-intuitive)方法を用いるため、多量の時間を必要とする。手動の推定を複製した自動化された方法は、無作為になる傾向にあるか、または、バイナリツリーの探索方法に従う傾向にある。

【発明の開示】

50

## 【課題を解決するための手段】

## 【0004】

本発明は例えば以下の手段を提供する。

## (項目1)

所与のRF周波数帯における所与のRFチャネルに対して、RF発生源とRF受信機との間における無線周波数(RF)経路損失を決定するテスト方法であって、該RF発生源は比較的細かい粒度にてRFパワー値を送信し、該RF受信機は、受信された信号強度指示計(RSSI)値を比較的粗い粒度にて生成し、かつ隣接するRSSI値間の各移行における未知のヒステリシスを有し、該テスト方法は、

増加方向および減少方向に、該RF発生源から送信されたRFパワー値をスイープすることによって、該RF受信機における所与のRSSI値の移行について、対のヒステリシスエッジを決定するステップと、

該ヒステリシス移行エッジを用いて、該比較的細かい粒度のRFパワー値と該比較的粗い粒度のRSSI値との間における関係を決定するステップと、

所与のRFパワー値における所与のRSSI、および該比較的細かい粒度のRFパワー値と該粗い粒度のRSSI値との間における関係に基づいて、該所与のチャネルに対するRF経路損失を決定するステップと

を包含する、テスト方法。

## (項目2)

初期のRFパワーレベルにおいて上記RF発生源から送信し、かつ該RF受信機の、対応する初期のRSSI値を計測することと、

該初期のRFパワーレベルと該対応する初期のRSSI値との間の差に基づいて、該RF発生源の初期の内部増幅を設定することと

をさらに包含する、項目1に記載のテスト方法。

## (項目3)

上記対のヒステリシスエッジを決定することは、RFパワー値の漸次的に減少する間隔でスイープすることを包含する、項目1に記載のテスト方法。

## (項目4)

複数のRF経路損失を決定するために、上記所与のRF周波数帯における、少なくとも一つの他の所与のRFチャネルに対して、上記三つの決定するステップを反復することと

、該複数のRF経路損失に基づいて、RF経路損失関数を決定することと、

該RF経路損失関数に基づいて、該所与のRF周波数内における、少なくとも一つの他のチャネルに対して、RF経路損失を決定することと

をさらに包含する、項目1に記載のテスト方法。

## (項目5)

上記RF経路損失関数を決定することは、最小二乗アルゴリズムに基づいて、該RF経路損失を決定することを包含する、項目4に記載のテスト方法。

## (項目6)

上記RF経路損失関数を決定することは、複数のスプライン関数を用いて、該RF経路損失関数を決定することを包含する、項目4に記載のテスト方法。

## (項目7)

上記RF受信機は、グローバル移動体通信システム(GSM)受信機を備える、項目1に記載のテスト方法。

## (項目8)

上記RF受信機は、汎用パケット無線サービス(GPRS)受信機を備える、項目1に記載のテスト方法。

## (項目9)

上記RF受信機は、グローバル移動体通信システム(GSM)の進化型高速データレート展開(EDGE)を備える、項目1に記載のテスト方法。

10

20

30

40

50

## (項目10)

上記RF発生源は基地局エミュレータを備える、項目1に記載のテスト方法。

## (項目11)

無線周波数(RF)経路損失を決定するテストシステムであって、

所与のRF周波数帯における所与のRFチャンネルに対して、比較的細かい粒度にて、RFパワー値を送信するRF発生源と、

受信された信号強度指示計(RSSI)値を比較的粗い粒度にて生成し、かつ隣接するRSSI値の間の各移行における、未知のヒステリシスを有する、RF受信機と、

該RF受信機、および該RF発生源と結合されるテスト制御器であって、

増加方向および減少方向に、該RF発生源から送信されたRFパワー値をスイープすることに基づいて、該RF受信機の所与のRSSI値の移行における対のヒステリシスエッジを決定するステップと、

該ヒステリシス移行エッジを用いて、該比較的細かい粒度のRFパワー値と該粗い粒度のRSSI値との間の関係を決定するステップと、

所与のRFパワー値における所与のRSSI、および該比較的細かい粒度のRFパワー値と該粗い粒度のRSSI値との間における関係とに基づいて、該所与のチャンネルに対するRF経路損失を決定するステップと

のための、テスト制御器と

を備える、テストシステム。

## (項目12)

上記テスト制御器は、上記RF発生源から送信された初期のRFパワーレベルに基づいて、上記RF受信機の、対応する初期のRSSI値を測定し、かつ該初期のRFパワーレベルと該対応する初期のRSSI値との間の差に基づいて、該RF発生源の初期の内部増幅を設定する、項目11に記載のテストシステム。

## (項目13)

上記テスト制御器は、RFパワー値の漸次的に減少する間隔でのスイープに基づいて、上記対のヒステリシスエッジを決定する、項目11に記載のテストシステム。

## (項目14)

上記テスト制御器は、複数のRF経路損失を決定するために、所与のRF周波数帯における少なくとも一つの他の所与のRFチャンネルに対して上記三つの決定するステップを反復し、該複数のRF経路損失に基づいてRF経路損失関数を決定し、および該RF経路損失関数に基づいて該所与のRF周波数内における、少なくとも一つの他のチャンネルに対してRF経路損失を決定する、項目11に記載のテストシステム。

## (項目15)

上記テスト制御器は、最小二乗アルゴリズムに基づいて、上記RF経路損失関数を決定することによって、該RF経路損失関数を決定する、項目14に記載のテストシステム。

## (項目16)

上記テスト制御器は、複数のスプライン関数を用いて、上記RF経路損失関数を決定することによって該RF経路損失関数を決定する、項目14に記載のテストシステム。

## (項目17)

上記RF受信機は、グローバル移動体通信システム(GSM)受信機を備える、項目11に記載のテストシステム。

## (項目18)

上記RF受信機は、汎用パケット無線サービス(GPRS)受信機を備える、項目11に記載のテストシステム。

## (項目19)

上記RF受信機は、グローバル移動体通信システム(GSM)の進化型高速データレート展開(EDGE)を備える、項目11に記載のテストシステム。

## (項目20)

上記RF発生源は基地局エミュレータを備える、項目11に記載のテストシステム。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 0 5 】

( 摘要 )

R F 発生源と R F 受信機との間における R F 経路損失を決定するためのテスト方法である。R F 発生源は、比較的細かい粒度にて R F パワー値を送信し得、R F 受信機は、R S S I 値を比較的粗い粒度にて生成し得、かつ隣接する R S S I 値間における各移行についての未知のヒステリシスを有し得る。ヒステリシスエッジは、増加方向および減少方向に R F 発生源から送信された R F パワー値をスイープすることによって、R F 受信機にて所与の R S S I 値移行について決定され得る。比較的細かい粒度の R F パワー値と比較的粗い粒度の R S S I 値との間における関係は、ヒステリシス移行エッジを用いて決定され得る。所与のチャンネルに対する R F 経路損失は、所与の R F パワー値における所与の R S S I、および比較的細かい粒度の R F パワー値と比較的粗い粒度の R S S I 値との間の関係に基づいて決定され得る。

10

【 発明を実施するための最良の形態 】

## 【 0 0 0 6 】

これ以降、本発明は、添付の図面を参照して十分に記述されるが、ここでは、本発明の好ましい実施形態が示される。しかしながら、本発明は、多くの異なるかたちで具体化され得、ここで示される実施形態に限定して解釈されるべきではない。むしろ、この開示は十分かつ完全であり、当業者に本発明の範囲を十分に伝えるために、これらの実施形態は提供される。同じ番号は、一貫して同じ要素に関し、プライム記号が代替の実施形態において同様の要素を示すように使用される。

20

## 【 0 0 0 7 】

所与の無線周波数 ( R F ) 帯における所与の R F チャンネルに対する、R F 発生源と R F 受信機との間での R F 経路損失を決定するテスト方法が、最初に概略的に要約され、そしてさらなる詳細が以下に提供される。R F 発生源は、比較的細かな粒度で R F パワー値を送信し、R F 受信機は、比較的粗い粒度で受信信号強度指示計 ( R S S I ) 値を生成し得、かつ、隣合う R S S I 値の間の各々の移行について未知のヒステリシスを有し得る。テスト方法は、R F 発生源から送信されるパワー値を増大および減少方向にスイープすることによって、R F 受信機での所与の R S S I 値の移行について一对のヒステリシスエッジを決定することを含み得る。さらに、方法は、ヒステリシス移行エッジを使用して、比較的細かな粒度の R F パワー値と比較的粗い粒度の R S S I 値との間の関係を決定することを含み得る。また、所与のチャンネルに対する R F 経路損失が、所与の R F パワー値における所与の R S S I、および、比較的細かな粒度の R F パワー値と比較的粗い粒度の R S S I 値との間の関係に基づいて決定され得る。

30

## 【 0 0 0 8 】

テスト方法は、初期の R F パワーレベルで R F 発生源から送信すること、および、R F 受信機の対応する初期の R S S I 値を測定すること、および、初期の R F パワーレベルと対応する初期の R S S I 値との差に基づいて、R F 発生源の初期内部増幅を設定することをさらに含み得る。さらに、対のヒステリシスエッジを決定することは、R F パワー値の漸次的に減少する間隔でスイープすることを含み得る。

## 【 0 0 0 9 】

さらに方法は、複数の R F 経路損失を決定するために、所与の R F 周波数帯の少なくとも 1 つの他の所与のチャンネルに対して、3 つの決定するステップを繰り返すこと、複数の R F 経路損失に基づいて R F 経路損失関数を決定すること、および、R F 経路損失関数に基づいて所与の R F 周波数帯内の少なくとも 1 つの他のチャンネルに対して R F 経路損失を決定することをも含み得る。R F 経路損失関数は、複数のスプライン関数を使用するなどして、最小二乗アルゴリズムに基づいて決定され得る。

40

## 【 0 0 1 0 】

例えば、R F 受信機は、グローバル移動体通信システム ( G S M ) 受信機、汎用パケット無線サービス ( G P R S ) 受信機、グローバル移動体通信システム ( G S M ) の進化型高速データレート展開 ( E D G E ) 受信機であり得る。さらに、R F 発生源は基地局エミ

50

ュレータであり得る。

【 0 0 1 1 】

無線周波数 ( R F ) 経路損失を決定するテストシステムは、所与の R F 周波数帯の所与のチャンネルに対して、比較的細かな粒度で R F パワー値を送信する R F 発生源を含み得る。システムは、比較的粗い粒度で受信信号強度指示計 ( R S S I ) 値を生成し、隣合う R S S I 値の間の各々の移行について未知のヒステリシスを有する R F 受信機をさらに含み得る。さらに、システムは、R F 発生源から送信されたパワー値を増大および減少方向にスイープすることに基づいて、R F 受信機の所与の R S S I 値の移行について一对のヒステリシスエッジを決定するための、R F 受信機および R F 発生源に連結されたテスト制御器をも含み得る。テスト制御器は、ヒステリシスの移行エッジを使用して、比較的細かな粒度の R F パワー値と比較的粗い粒度の R S S I 値との間の関係を決定するための、および、所与のチャンネルに対する R F 経路損失を、所与の R F パワー値における所与の R S S I、および、比較的細かな粒度の R F パワー値と比較的粗い粒度の R S S I 値との間の関係に基づいて決定するためのものでもあり得る。

10

【 0 0 1 2 】

一般的に言えば、方法およびテストシステムが、導体接続および無線接続受信機の感度を決定するために、本明細書において提供され、G S M または他の移動性デバイスのための高速感度探索を生み出すチャンネル情報ベースの探索アプローチを使用する。正規化された T C H の送信レベルに対する R B E R は、大まかには、変調方式およびデジタル信号プロセッサ ( D S P ) のコードによって決定される。このデータの範囲の測定は、目標とする R B E R に近い受信機の特性を示すカーブまたは関数を生み出す。1つのチャンネルに対するコンパイルされたデータは、同じ帯域内の全てのチャンネルに当てはまる。このカーブは、推測されたというよりはむしろ予測されたその境界内での送信レベルの変化を与える。

20

【 0 0 1 3 】

感度の測定は、移動体が 2 . 4 4 パーセント以下のクラス I I R B E R をレポートする送信 ( T X ) パワーとして規定される。多くの場合、キャリブレーションされた基地局の送信パワーが、所望の R B E R が達成されるまで減少される。導体接続モードのデバイス感度を正しく測定するために、正確なケーブル経路損失が、問題とするチャンネル全体にわたって決定される必要がある。所望の帯域内で、ランダムなチャンネルが代表として選択され得る。R B E R スキャン範囲の上下限が選択される。下限は、高ガウシアンおよび非常に低い R B E R における他のランダムのノイズエラー感受性を最小化するように選択される。それは、大きな全体スキャン範囲を維持するために、十分に低いことが好ましい。上限は、大きな全体スキャン範囲を維持する一方で、終了したモバイル呼び出しを防護するように選択される。R B E R の下限は、当業者によって理解されるように、様々な探索方法によって見つけられる。

30

【 0 0 1 4 】

上述の限界内のビットエラーの測定は、最高の送信レベル分解能を使用する。分解能の低下は非線形システム全体の予測精度を低下させる。値は、正規化された T C H 送信レベルを用いてコンパイルされる。ランダムノイズおよびビットエラー率は、正確なデータカーブを修正する。1つのアプローチは、最小二乗フィッティングを適用し、適切で速やかな探索カーブを作ることである。変調の性質から、正規化されたカーブは、上限と下限との間で、 $y = C e^{b \cdot x}$  の形式を有し、ここに、 $y$  はビットエラー率、 $x$  は正規化された T C H 送信レベル、および、 $C$  と  $b$  とはカーブフィッティングから導かれる値であり、以下でさらに検討される。

40

【 0 0 1 5 】

正規化された T C H レベルに対する R B E R のカーブ例が、図 1 8 に示される。ポイントは測定データであり、ラインは、カーブフィッティングの結果である。全ての他のチャンネルに対して、正規化されたカーブ上のポイントは、「リープフロッグ ( 蛙飛び ) 」法を使用して決定される。蛙飛びの大きさは、下限から上限までの範囲内である。多くの場合

50

、連続するチャンネルの感度はわずかに異なる。

【 0 0 1 6 】

カーブの範囲内で、最小二乗カーブの情報に基づいて、送信レベルの変化が計算される。その後、新しい送信レベルが基地局のエミュレータに加えられて、達成された R B E R の目標値 ( 2 . 4 4 % ) が測定を通して確認される。あらゆる偏差が、正規化されたカーブの再度の適用および継続的な確認測定を経て訂正される。実際の偏差に対する目標を小さくするほど直線的に精度が上がり、予測値からの偏差は最小となる。

【 0 0 1 7 】

まず最初に図 1 を参照すると、導体接続された受信機の感度を測定するテストシステム 3 0 が、最初に記述される。システム 3 0 は、R F ケーブル 3 3 を経てテストされるハンドヘルドの受信機 3 2 に連結された R F テスト発生源 3 1 を例示的に含む。例として、ハンドヘルドの受信機 3 2 は、例えば、グローバル移動体通信システム ( G S M ) 受信機、汎用パケット無線サービス ( G P R S ) 受信機、および / またはグローバル移動体通信システム ( G S M ) の進化型高速データレート展開 ( E D G E ) 受信機であり得る。もちろん、他の適切な無線受信機も使用され得る。

【 0 0 1 8 】

さらに、R F 発生源 3 1 は、例えば、R o h d e および S c h w a r t z のユニバーサル無線通信テスター C M U 2 0 0 または A g i l e n t 8 9 6 0 基地局エミュレータのうちの 1 つであり得るが、他の適切なエミュレータおよび / または R F テスト発生源もまた使用され得る。テスト制御器 3 4 は、様々なテストオペレーションおよび測定を実行するためにハンドヘルドデバイスの受信機 3 2 に連結されるが、これについては、以下でより詳細に検討される。R F 発生源 3 1 とテスト制御器 3 4 とが、図 1 においては別々のコンポーネントとして図示されているが、R F 発生源およびテスト制御器の機能は、事実としては、例えば、同じ基地局のエミュレータによって実行され得る。代替案としては、当業者によって理解されるように、テスト制御器 3 4 は、R F 発生源 3 1 から分離したコンピュータまたはコンピューティングデバイスであり得る。

【 0 0 1 9 】

当業者によって理解されるように、経路損失は、無線接続感度測定の精度に重要な役割を果たす。しかしながら、テスト構成において経路損失測定を実施するうえでの 1 つのむずかしさは、受信機 3 2 の内部増幅器が、例えば約  $\pm 0 . 1$  d B のような非常に高い精度を有し得るにもかかわらず、上述のように、一般的な基地局のエミュレータは、 $\pm 1$  d B レベルの受信精度をレポートするだけであるということである。さらに以下で検討されるように、受信機のパワーレベルにおける符号変化の情報を得ることによって、その結果、経路損失の精度は、 $\pm 0 . 1$  d B に改善され得る。

【 0 0 2 0 】

導体接続された受信機感度テストのケースにおいては、受信機 3 2 と基地局エミュレータ 3 1 とを連結するケーブル 3 3 の経路損失は、十分にキャリブレーションされ得る。1 つの比較的簡単で正確な経路損失測定は、所望の R S S I エッジポイントまで  $0 . 1$  d B 増分で受信機 3 2 の内部増幅を変化させることを含む。しかしながら、開始ポイントがエッジポイントから  $0 . 9$  d B である場合には、多くのステップを要し、従って、エッジポイントを見つけるために多くの測定時間を要する。従って、エッジポイントを見つけるために概して要求されるステップの数を減らすために、故に、テスト時間を減らすために、より複雑なテストスキームが使用され得る。

【 0 0 2 1 】

例えば、1 つのもう少し複雑なアプローチが図 9 に示される。ブロック 1 1 0 において開始し、ブロック 1 1 1 において、まず所望の T C H パワーレベルが R F 発生源 3 1 に設定される。ブロック 1 1 2 において、受信機 3 2 の内部増幅レベルは、受信機のレポートされた R S S I と T C H パワーレベルまたは他の整数値との差のような粗い増分によってまず変更される。その後、ブロック 1 1 3 ~ ブロック 1 1 4 で、経路損失を提供するエッジの移行が観察されるまでは細かな増分 ( 例え、 $0 . 1$  d B ) を使用して受信機の内部

10

20

30

40

50

増幅レベルを変化させることによって、エッジが見つけれられる。その時点で、受信機 3 2 の内部増幅値は、設定および/または記録され(ブロック 1 1 5)得、従って例示される方法は終了する(ブロック 1 1 6)。

#### 【 0 0 2 2 】

言い換えると、「粗い」探索は、T C HレベルとレポートされたR S S Iとの間の差によって内部増幅を変化させる。本事例においては、レポートされたR S S Iは整数値であるので、これは $\pm 1$  d Bの精度を与える。そして、「細かい」探索は、2つの連続するR S S Iの読み値の間のエッジを決定する。

#### 【 0 0 2 3 】

粗い - 細かいエッジポイント検出アプローチの他のバリエーションもまた使用され得る。一般的に言うと、これらの探索の粗い部分はほとんど類似しており、従って、所与のインプリメンテーションにとって適切に使用され得る、細かい探索のバリエーションに、本明細書においては特別な注目が与えられる。一般的に、細かい探索は、3つのステージを含む。第1に、基地局のエミュレータの内部増幅とT C Hレベルとを調節することによって、R S S Iは所望のレベルに設定される。次に、エッジを見つけるために、内部増幅が一連の漸次的に減少する増分で変化させられる。精度が0.1 d Bであることを保証するために、これらの増分は0.1 d B(または、所与の内部増幅器の精度)に狭められる。最後に、測定値は所望のR S S Iから0.1 d Bの違いがあり得るので、エッジポイントに「ステップバック」することが必要となり得る。

#### 【 0 0 2 4 】

細かい探索の別の例が、図 1 0を参照してここで記述される。ブロック 1 2 0で開始し、ブロック 1 2 1において、R S S Iが所望のレベルに設定され、そして、ブロック 1 2 2 ~ ブロック 1 2 3において、所望のR S S Iがもはやレポートされなくなるまで、0.2 d B増分で内部増幅が変化させられる。すなわち、いくつかのステップ(一般的には1と5との間)の後に、内部増幅は0.1または0.2 d Bだけエッジを飛び越えてしまうので、戻りのR S S Iは所望のレベルに適合しない。従って、内部増幅レベルを0.1 d B増分で減らすこと、または、0.1 d B増分で「ステップバック」することが、ブロック 1 2 4 ~ ブロック 1 2 5において、1または2ステップのいずれかで(エッジが0.1または0.2 d Bのいずれの分だけ飛び越されたかに依存して)エッジポイントを見つけ、その結果、例示される方法は終了する(ブロック 1 2 6)。

#### 【 0 0 2 5 】

別の細かい探索の例が、図 1 1を参照してここで記述される。ブロック 1 3 0において開始し、ブロック 1 3 1 ~ ブロック 1 3 3において、上述のようにR S S Iが所望のレベルに設定され、その後、R S S Iがもはや所望の値ではなくなるまで0.3 d Bの増分で内部増幅が増大させられる。いったんR S S Iが変化すると、2つの連続する0.1 d BスキャンがR S S Iに変化をもたらすと考えられるので、従って、ブロック 1 3 6 ~ ブロック 1 3 8において、エッジの場所が見つけれ、内部増幅は0.1 d Bだけ減らされ(ブロック 1 3 9)、よって、例示の方法は終了する。例えば、全体の変化の合計が0.1 d B(例えば、+0.2 d Bと-0.1 d Bとで、合計+0.1 d B)であって、これがR S S Iに変化を生じる場合には、エッジはすでに見つかっている。あるいは、R S S Iが所望の値から変化することなく内部増幅が3回変化させられた場合(すなわち、0.9 d B)には、内部増幅の値は整数値でレポートされるので、1.0 d Bの変化がR S S Iを変化させると考えられるので、ブロック 1 3 4において、エッジの場所がまた見つけれられる。

#### 【 0 0 2 6 】

別の例示的なアプローチが、図 1 2を参照してここで記述される。ブロック 1 4 0において開始し、スタートの実際のR S S Iの値は-80.47 d Bであり、レポートされるR S S Iは-80 d Bである(ブロック 1 4 1)。その後、ブロック 1 4 2において、内部増幅は0.6 d Bだけ増やされて、実際のR S S I値を-79.87 d Bに変化させ、そして、レポートされるR S S Iは-79 d Bになり(ブロック 1 4 3)、それは、エッ

10

20

30

40

50

ジがクロスされたということを示す。ブロック144において、次のステップは0.3 dB減り、それが、実際のRSSIを-80.17 dBに変化させ、そして、レポートされるRSSIは-80 dBに戻り(ブロック145)、それは、エッジが逆戻りの方向にクロスオーバーされたということを示す。従って、ブロック146において、内部増幅は、0.1 dBだけ増やされ、実際のRSSI値は-80.07 dBとなり、レポートされるRSSIは-80 dBのままであり(ブロック147)、それは、エッジがクロスされていないことを意味する。従って、もう1つの0.1 dB増加が実行され(ブロック148)、それが、実際のRSSI値を-79.97 dBに変化させ、レポートされるRSSIも-79 dBに変化させ、従って、エッジの位置が見つかり(ブロック149)、ブロック150において、例示される方法は終了する。

10

## 【0027】

多くの異なるエッジ位置を見つけるスキームが使用され得ることを当業者は理解する。一般的には、最初および次の各々のジャンプは、0.1 dBから0.9 dBまでの任意の数である。ジャンプの値は、ステップの各々に対して変化し、または一定のままであり得る。所与の用途に対して適切な方法を選ぶために、データのばらつきおよび平均的性能は重要な検討材料である。例えば、比較的「フラット」なデータについては、図9に示されるアプローチは、図10に示されるアプローチよりも速くエッジの位置を見つけ得るが、しかし、「傾斜した」データについては、おそらく3ステップ程度、反対の結果であり得る。

## 【0028】

20

図13を参照してここで記述されるさらなる別のアプローチは、5ステップ経路損失スキームである。ブロック151において開始し、ブロック152において、所与のTCHレベルに対するレポートされたRSSIが得られる。ブロック153において、第1ステップは、レポートされたRSSIがTCHレベルと同じであるか否かを決定することを含む。同じ場合には、方法はステップ2に進む。同じでない場合には、ブロック154において、内部増幅は、レポートされたRSSIマイナス所与のTCHレベルの差だけ増大させられる(または特別なインプリメンテーションに依っては減少させられる)。その後、新たなレポートされたRSSIが得られ(ブロック152)、そして、ステップ2からステップ4に対して、ブロック156において、0.5 dB、0.2 dB、および0.1 dBの漸次に減少する増分で、内部増幅は変化させられる。

30

## 【0029】

レポートされるRSSIが、これらの変化の各々の後の直近にレポートされたRSSIと同じでない場合には、その後、反対方向に進む(すなわち、エッジに向かって戻る)ために、次のステップの前に符号が変えられる(ブロック158)。いったん最初の4ステップが完了すると、ブロック160において、第5のステップは、レポートされるRSSIが直近のレポートされたRSSIと同じか否かをもう一度決定することを含み、同じ場合には、ステップ161、162において、内部増幅を0.1 dBだけもう一度再び変化させ(それがエッジと考えられる)、レポートされたRSSIを得て、例示される方法を終了する(ブロック159)。このアプローチは、5ステップ以内にエッジポイントに収束するという利点があり、異なるカーブタイプに対して全体的に良い結果を提供する。

40

## 【0030】

1つ以上の周波数帯全体に広がる複数のチャンネルについての、導体接続されたラジオ周波数(RF)受信機感度を決定するテスト方法における経路損失探索の使用が、図3および図4を参照してここで記述される。当業者によって理解されるように、受信機感度は、所望のビットエラー率(BER)でのトラフィックチャンネル(TCH)のパワーレベルに基づいて規定される。BERは、「エンドツーエンド」の性能測定であり、それは、電子部品、アンテナ、および中間の信号経路を含む無線システム全体の「ビットイン」から「ビットアウト」までの信頼性を数量化する。

## 【0031】

受信機テスト機器の比較的貧弱なレポート精度の他に、受信機の感度を決定することに

50

おける別の難しさは、それが非常に時間のかかるプロセスであり得るということである。すなわち、一般的に、セルラー帯内に非常に多くのチャンネルがあり、上述のように、セルラーデバイスは、複数の帯域にわたって動作し得る。従って、デバイスによって使用される全てのチャンネルをカバーする感度測定は、完了するまでに、数日さえもの多くの時間を要し得る。

#### 【 0 0 3 2 】

受信機感度測定の時間を減らすために、比較的高速な感度探索アルゴリズムが好ましくも使用される。ブロック 4 0 において開始し、RF ケーブル 3 3 の経路損失が既知でない場合には、ブロック 4 8 ' において、上記の経路損失探索（または他の）のうちの 1 つを使用して、経路損失関数が有利にも決定され得る。より詳しくは、RF ケーブル 3 3 に関連する経路損失は、異なるチャンネル（すなわち、周波数）に対しては異なるが、これらの経路損失値の間には、概ね線形の関係がある。従って、2 つの別のチャンネル（例えば、帯域内の最初および最後のチャンネル）の経路損失を決定することによって、RF ケーブル 3 3 に対する線形の経路損失関数が迅速に生成され得る。これは、全てのチャンネルに対する、迅速かつ正確な経路損失の近似を提供するが、所望の場合には、一部の実施形態において、各々のチャンネルに対する経路損失が個別に計測され得る。

10

#### 【 0 0 3 3 】

さらに、ブロック 4 1 において、TCH に対する BER のパワーレベル関数が、最初のチャンネルに対して決定される。最初のチャンネルは、帯域内の任意のチャンネルであり得るが、説明のために、帯域内の第 1 のチャンネルであるとする。十分なサンプリング枠が与えられた場合には、周波数帯内の所与のチャンネルについての TCH パワーレベル対 BER 関数の概略の形は、周波数帯内の全ての残されたチャンネルについて実質的に同じである。これは、ハンドヘルドデバイスの変調スキームおよびデジタル信号処理（DSP）アルゴリズムによって、関数が決定されるという事実に起因する。例えば、GPRS は GMSK 変調スキームを有する。ビットあたりのエネルギーに対する BER の関係は指数形を有するので、BER 対 TCH レベル関数も指数の形をとる。従って、いったんこの関数の形が 1 つのチャンネルについて見つけられると、以下でさらに検討されるように、それに続くチャンネルの各々に対する TCH レベル / 目標の BER ポイントの位置を迅速に見つけるために、この関数が使用され得る。

20

#### 【 0 0 3 4 】

詳細にはブロック 4 1 ' において、目標 BER 範囲内の複数の BER に対するそれぞれの TCH パワーレベルを測定することによって、および、目標 BER 範囲における測定された BER に基づいて（すなわち、測定値に基づくカーブフィッティング）BER 対 TCH パワーレベル関数を決定することによって BER 対 TCH パワーレベル関数は決定される。一般的にいうと、特定の目標範囲外の値は接続中断等の結果となるので、特定の目標範囲内の BER 値だけに關心がある。例えば、目標範囲は約 1 パーセントから 3 パーセントまでであり得るが、異なる用途に対しては他の目標範囲が適切であり得る。BER 対 TCH パワーレベル関数を生成するために、最小二乗アプローチなど、様々なカーブフィッティングアプローチが以下でさらに検討される。

30

#### 【 0 0 3 5 】

BER 目標範囲のエッジを見つけるために、測定された BER が 0 . 5 より小さい場合には比較的粗い負の増分（例えば、- 1 . 5 dB）で、また、測定された BER が 3 . 0 より大きい場合には比較的粗い正の増分（例えば、+ 2 . 0 dB）で、TCH パワーレベルをステップすることを含む粗い探索が使用され得る。これは、目標範囲のエッジポイントの比較的近い近似を与え、そして、目標範囲内の連続する測定が、比較的細かな TCH パワーレベル増分（例えば、0 . 1 dB 増分）でなされ、カーブフィッティングのためのデータポイントを提供する。

40

#### 【 0 0 3 6 】

BER データは多くの場合ノイズを伴うので、カーブフィッティングは適切である。全ての制御パラメータ（独立変数）が定数である場合でさえも、出力された結果（従属変数

50

)は変化する。結果のトレンドを定量的に推定するプロセスは、カーブフィッティングとして知られ、それ故に有効である。当業者によって理解されるように、カーブフィッティングのプロセスは、近似カーブの等式を生のフィールドデータに適合させる。

【 0 0 3 7 】

上述のように、BER対TCHレベル関数に対するデータは、概して指数関数的である。指数関数を適合させるために使用され得る例示的なカーブフィッティングアプローチは、最小二乗多項式近似および非線形(すなわち、指数関数)最小二乗近似である。最小二乗多項式近似の理論およびインプリメンテーションが最初に記述される。多項式は容易に扱われ得るので、線形にプロットしないデータにそのような関数を適合させることは通常である。次の例においては、 $n$ は多項式の次数であり、 $N$ はデータの組の数である。 $N = n + 1$ の場合には、多項式は正確にポイントの各々を通る。従って、常に $N > n + 1$ の関係が満足されねばならない。

10

【 0 0 3 8 】

関数関係を下式のように仮定する。

$$y = a_0 + a_1 x + a_2 x^2 + \dots + a_n x^n$$

誤差は、下式によって定義される。

$$e_i = Y_i - y_i = Y_i - a_0 - a_1 x_i - a_2 x_i^2 - \dots - a_n x_i^n$$

ここに、 $Y_i$ は、 $x_i$ に対応する観測値または実験値を表し、 $x_i$ は誤差を含まず、誤差の2乗の合計は、次のようになる。

【 0 0 3 9 】

【 数 1 】

$$S = \sum_{i=1}^N e_i^2 = \sum_{i=1}^N (Y_i - a_0 - a_1 x_i - a_2 x_i^2 - \dots - a_n x_i^n)^2$$

最小値においては、偏微分(下記)は、ゼロである。

【 0 0 4 0 】

【 数 2 】

$$\frac{\delta S}{\delta a_0}, \frac{\delta S}{\delta a_1}, \dots, \frac{\delta S}{\delta a_n}$$

30

これらの項に対する式を書くことにより、以下の $n + 1$ 個の方程式が与えられる。

【 0 0 4 1 】

【 数 3 】

$$\begin{aligned} \frac{\delta S}{\delta a_1} &= \sum_{i=1}^N 2(Y_i - a_0 - a_1 x_i - \dots - a_n x_i^n)(-1) \\ \frac{\delta S}{\delta a_0} &= \sum_{i=1}^N 2(Y_i - a_0 - a_1 x_i - \dots - a_n x_i^n)(-x_i) \\ &\vdots \\ \frac{\delta S}{\delta a_n} &= \sum_{i=1}^N 2(Y_i - a_0 - a_1 x_i - \dots - a_n x_i^n)(-x_i^n) \end{aligned}$$

40

各式を-2で除し並べ替えることにより、連立して解かれ得る $n + 1$ 個の正規方程式が与えられる

【 0 0 4 2 】

【数4】

$$\begin{aligned}
a_0 N + a_1 \sum x_i + a_2 \sum x_i^2 + \dots + a_n \sum x_i^n &= \sum Y_i \\
a_0 \sum x_i + a_1 \sum x_i^2 + a_2 \sum x_i^3 + \dots + a_n \sum x_i^{n+1} &= \sum x_i Y_i \\
a_0 \sum x_i^2 + a_1 \sum x_i^3 + a_2 \sum x_i^4 + \dots + a_n \sum x_i^{n+2} &= \sum x_i^2 Y_i \\
&\vdots \\
a_0 \sum x_i^n + a_1 \sum x_i^{n+1} + a_2 \sum x_i^{n+2} + \dots + a_n \sum x_i^{2n} &= \sum x_i^n Y_i
\end{aligned}$$

10

【0043】

これらの方程式をマトリクス形にすることで、係数マトリクスにおいて注目すべきパターンが明らかとなる。

【0044】

【数5】

$$\begin{bmatrix}
N & \sum x_i & \sum x_i^2 & \sum x_i^3 & \dots & \sum x_i^n \\
\sum x_i & \sum x_i^2 & \sum x_i^3 & \sum x_i^4 & \dots & \sum x_i^{n+1} \\
\sum x_i^2 & \sum x_i^3 & \sum x_i^4 & \sum x_i^5 & \dots & \sum x_i^{n+2} \\
\vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\
\sum x_i^n & \sum x_i^{n+1} & \sum x_i^{n+2} & \sum x_i^{n+3} & \dots & \sum x_i^{2n}
\end{bmatrix}
* \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum Y_i \\ \sum x_i Y_i \\ \sum x_i^2 Y_i \\ \vdots \\ \sum x_i^n Y_i \end{bmatrix}$$

20

このマトリクス方程式は、最小二乗問題に対する正規マトリクスと呼ばれる。この式において、 $a_0$ 、 $a_1$ 、 $a_2$ 、 $\dots$ 、 $a_n$ は、未知の係数であり、一方で $x_i$ および $Y_i$ は所与である。従って、未知の係数 $a_0$ 、 $a_1$ 、 $a_2$ 、 $\dots$ 、 $a_n$ は、上のマトリクス方程式を解くことによって得られる。

【0045】

カーブ $Y_i$ を適合させるために、データに最も適合させるために何次の多項式が使用されるべきかを知ることが求められる。多項式の次数 $n$ が $N - 1$ に等しくなるまでは、多項式の次数が増えるにつれて、カーブからのポイントの偏差は減少する。この時点で、正確な整合がある。統計学の観点では、分散<sup>2</sup>における統計的に有意な減少がある限りにおいて、多項式を近似する次数は増やされる。<sup>2</sup>は下式によって計算される

30

【0046】

【数6】

$$\sigma^2 = \sum \frac{e_i^2}{N - n - 1}$$

40

【0047】

上で示されたアプローチは、C++を使用して2つの例示的なインプリメンテーションにおいてプログラムされ、当業者によって理解されるように、正規マトリクスは2つの異なる方法、すなわち、ガウス・ジョルダンアプローチおよびLU分解 (decomposition) を使用して解かれた。これらの両方の方法は類似の結果を生成したが、LU分解が所望の性能結果を提供したので、最小二乗近似プログラムに対しては、LU分解法がより望ましいということが知られた。

【0048】

上記のC++プログラムは、様々な次数の近似カーブフィッティング方程式の係数を計算し得るようにインプリメントされた。次数2、3、4および5の多項式が、BERデー

50

タ値に対してカーブを適合するために使用され、3次多項式が最も有利な結果を生成することが知られた。さらに詳しくは、3よりも高い次数は適合されたカーブにおいて何らの有意な改善も示さなかった。従って、3次多項式がBERデータ値に対してカーブを適合させるために使用された。

【0049】

最小二乗アプローチを使用する非線形カーブをフィッティングする理論およびインプリメンテーションがここで記述される。多くのケースにおいて、実験的テストから得られるデータは線形ではない。従って、このデータに対し、1次多項式以外の何か他の関数を適合させることが必要である。使用され得る一部の一般的な形は、 $y = a x^b$  または  $y = a e^{b x}$  のタイプの指数形式ある。

10

【0050】

再び、これらの形に対する正規方程式は、偏微分をゼロに等しく置くことによって展開され得るが、そのような非線形連立方程式は、線形方程式よりは解くことが格段に難しい。それ故に、これらの形は、パラメータを決定する前に、例えば、 $\ln y = \ln a + b \ln x$ 、または、 $\ln y = \ln a + b x$  のように、対数をとることによって通常は線形化される。その後、新しい変数、すなわち、 $\ln x$  または  $x$  の線形関数としての  $z = \ln y$  が導入される。このケースにおいては、カーブからのYの偏差の2乗の合計を最小化する代わりに、 $\ln y$  の偏差が最小化される。どのカーブの形がBERデータに最もよく適合するかを知るために、MathCAD数学的ソフトウェアが使用された。BERカーブはMathCADを使用してプロットされ、異なる形のカーブがBERデータに対して適合された。BERデータに対し、 $y = c e^{a x}$  で定義される指数関数カーブが望ましい適合を提供することが知られたが、異なるインプリメンテーションにおいては、他の関数が望ましい結果を提供し得る。

20

【0051】

$(x_1, y_1)$ 、 $(x_2, y_2)$ 、 $\dots$ 、 $(x_N, y_N)$  のように与えられるデータポイントにタイプ  $y = c e^{a x}$  のカーブを適合させるために、データ線形化が使用されるが、ここで、 $x$  は、独立変数であり、 $y$  は従属変数であり、 $N$  は  $x$  と  $y$  との組の数である。データを線形化するために、両辺の対数がとられる。すなわち、 $\ln y = \ln c + a x$  となる。その後、変数の変換が導入され、すなわち、 $X = x$  および  $Y = \ln(y)$  であって、これは、方程式  $Y = a X + \ln(c)$  を生成する。この方程式は、変数  $X$  および  $Y$  の線形方程式であり、 $Y = A X + B$  の形の「最小二乗ライン」を用い近似され得る。しかしながら、このケースにおいては、最小二乗近似を実行するために、 $y$  の代わりに  $\ln(y)$  が使用される。直前の2つの式を比較する場合、 $A = a$  および  $B = \ln(c)$  であることに注意する。従って、その後、カーブ  $y = c e^{a x}$  を適合するために使用される係数を作るために、 $a = A$  および  $c = e^B$  が使用される。

30

【0052】

再び、このアプローチはC++でプログラムされた。この方法に対して解かれるべき正規マトリクスは  $2 \times 2$  だけであり、それは、比較的高い精度で解かれる。このアプローチを使用する2つの異なるデータのセットに対してプロットされたカーブが、図14および図15に示される。

40

【0053】

上記の非線形指数関数最小二乗および最小二乗多項式のアプローチの両方が、オリジナルデータを比較的高い精度で近似した。一般的に言うと、これらのアプローチを使用して生成されるカーブの誤差の限度は、感度測定における誤差の限界である  $0.1 \text{ dB}$  よりも小さいという結果となる。さらに、これらの方法によって提供される結果は、互いに非常に近いものでもある。以下は、2セットのデータ、すなわちデータセット1およびデータセット2、についての指数関数および最小二乗多項式の近似によって得られた結果である。ここに、「S」は標準誤差を表し、「R」は相関係数を表す

【0054】

## 【表 1】

データセット 1 に対する結果 :

3 次多項式フィッティング :  $y=a+bx+cx^2+dx^3 \dots$

係数データ :

a = 1.075334	S = 1.720
b = 0.653063	R = .99168
c = 0.097339	
d = 0.048979	

10

指数関数フィッティング :  $y=ae^{bx}$

係数データ :

a = 1.092514	標準誤差 (S) = 1.690
b = 0.533035	修正係数 (R) = .99158

データセット 2 に対する結果 :

20

3 次多項式フィッティング :  $y=a+bx+cx^2+dx^3 \dots$

係数データ :

a = 1.192487	S = 1.101
b = 0.565984	R = .99592
c = 0.164962	
d = 0.031628	

指数関数フィッティング :  $y=ae^{bx}$

30

係数データ :

a = 1.1846416	S = 1.131
b = 0.5021062	R = .99588

。

## 【 0 0 5 5 】

結果の両方のセットに対して、多項式フィッティングは、指数フィッティングよりも、僅かに高い相関係数を有する。しかしながら、データセット 2 における多項式フィッティングに対する標準誤差は、指数フィッティングに対する誤差よりも小さいが、データセット 1 においては、指数フィッティングに対する標準誤差は多項式フィッティング誤差よりも小さい。

40

## 【 0 0 5 6 】

これらの結果に基づいて、指数フィッティングモデルはより好適であり得ると考えられる。なぜならば、三次関数のように多くの項を含む必要はないからである。これは、指数モデル  $y = a e^{b \cdot x}$  が、多項式方法の精度とほぼ同等の精度（すなわち、第 3 の少数位まで）を提供し、また、指数モデルは、その中の全ての項の物理的解釈を有するためである。もちろん、多項式方法または他のアプローチは、当業者によって理解されるように、必要に応じて様々な用途にて用いられ得る。

## 【 0 0 5 7 】

一般には、カーブフィッティングにおいて用いられるデータが、直線によって近似され

50

るようには見えない場合には、そのデータを確実にフィッティングするために用いられ得る等式がしばしば存在する。データをフィッティングするためのカーブのタイプを考慮する場合に最初に想起されるものは、多項式である。というのは、多項式は、多くの事前の配慮を有することなく適用され得、それらの多項式は、通常は、グラフ化されたデータの形状と首尾良く整合する。しかしながら、より高次の多項式がデータをフィッティングするために選択された場合には、多項式の係数に対して理論的根拠を決定することは困難であり得る。特定のモデルが選択される理由に対する根拠を有することは好適であり、そのモデルはそのモデルの各パラメータに対する一種の物理的解釈を有するべきである。

【 0 0 5 8 】

データをフィッティングするために、線形化可能な等式を用いる利点は注目に値する。通常、このタイプのカーブは、多項式よりも理解および予測することが容易である。すなわち、データをフィッティングするためのカーブを適切に選択することは、データを生成する基礎となるメカニズムに関する見識を導くことが可能である。第2に、微分、積分、補間、および外挿などのこれらのカーブの操作は、多項式を用いた操作よりも、より確実になされ得る。第3に、線形化可能なカーブはしばしば、多項式よりも、値を推定するために、より少ない数のパラメータを必要とする。結果として、正規行列は小さくなり得、比較的高い精度にて解かれ得る。したがって、これは、不十分な条件の好ましくない特性をしばしば有する、一次方程式の大きなセットを解く必要性を低減する。このように、BERデータに対して、出願人は、より高次の多項式の手段を取る前に、データの形状に整合する線形化可能なカーブを見出すために、対数、インバージョン ( i n v e r s i o n )、および指数などの非線形型式を用いることが一般的に好ましいと決定した。

【 0 0 5 9 】

目的範囲内の計測されたBER値に基づいて、最初のチャンネルに対してBER対TCHパワーレベル関数を生成し、この関数は次いで、所望のBER、および、所与の周波数帯における後続の各チャンネルの、対応するTCHパワーレベル値に対して、迅速な探索を有利に実行するために用いられ得る。第1に、後続のチャンネルに対する、推定の、または開始TCHパワーレベルは、ブロック42において、BER対TCHパワーレベル関数およびその所望のBERに基づいて選択される。すなわち、後続のチャンネルにおける所望のBERに対応するTCHパワーレベルの推定が決定され、その所望のBERに対する実際のTCHパワーレベル上において、さらに進むための開始点として用いられる。当面の検討を目的のために、2.44%の所望のBERが想定されるが、当業者によって理解されるように、所与の標準または、満たされるべきキャリアの要件に基づいて、他の所望のBERが、適切にされ得る。

【 0 0 6 0 】

推定されたTCHパワーレベルは、上述の経路損失関数に基づいて選択され得ることは留意されるべきである。すなわち、後続のチャンネルに対する、推定されたTCHパワーレベルを決定する一つのアプローチは、当業者によって理解されるように、所望されるBER (すなわち2.44%) に対応する最初のチャンネルに対するTCHパワーレベルを用い、かつ経路損失関数 (または経路損失関数が用いられない場合は実際に計測された値) における最初のチャンネルと後続のチャンネルとの間の経路損失値の差によってこの値をオフセットすることである (ブロック42')。

【 0 0 6 1 】

いったん、推定されたTCHパワーレベルが決定されると、後続のチャンネルのBERは、ブロック43において、それに基づいて計測される。計測されたBERが目的のBERの範囲 (例えば、1.0% ~ 3.0%) 内にはない場合には、上述の粗いステップ探索が、範囲内にあるTCHパワーレベルを決定するために用いられ得る。計測されたBERが目標範囲内である場合には、所望のBER値と比較され、それらの間の差 (すなわちデルタ) は、ブロック44において、次に推定されるTCHパワーレベルを決定するためにBER対TCHパワーレベル関数とともに用いられる。TCHパワーレベル関数の上述の検討から、次に推定されるTCHパワーレベルは、 $BER = b c e^{b \times TCH\ level}$

10

20

30

40

50

(BERおよび係数bは既知である)の関係に従って推定され得ることは、当業者によって理解される。

【0062】

計測されたBERが、ブロック45において、所望のBERの閾値範囲内(例えば、 $\pm 0.15\%$ )ではない場合には、ブロック43およびブロック44に関連して上述されたステップは、ブロック46において所望のBER(すなわち、閾値範囲内)に対応するTCHパワーレベルが見出されるまで、繰り返され、かくして、図3に示される方法を完結する。しかし、さらなる精度が所望される場合には、ブロック46'において線形近似が用いられ得る。より詳細には、比較的小さい $0.3\%$ のBERの範囲(すなわち、 $\pm 0.15\%$ のBER閾値範囲)内において、BER対TCHパワーレベルカーブの形状は、ほぼ直線である。それゆえ、この線形関係は、当業者によって理解されるように、さらなる精度を提供するために用いられ得る。

10

【0063】

ここで、図2および図5を参照すると、RF受信機の無線接続状態(radiated)感度を決定するためのテストシステム30'および方法が記載される。テストシステム30'は、RF発生源31'(例えば、基地局エミュレータ)、RF制御された閉囲(enclosed)環境、およびワイヤレスハンドヘルドデバイス受信機32'を含む。当業者によって理解されるように、RF制御された閉囲環境は、図示された電磁(EM)無響性チャンバ37'(完全な無響性チャンバまたは半無響性チャンバであり得る)、シールドルーム、またはRFエンクロージャなどの、電磁波シールド環境である。RF発生源31'に接続されるアンテナ35'は、無響性チャンバ37'内に位置され、基地局をシミュレートするために、同軸ケーブルによってRF発生源31'に接続される。ワイヤレスハンドヘルドデバイスのアンテナ36'はまた、無響性チャンバ37'内に位置され、ハンドヘルド受信機32'に接続される。典型的なテストにおいては、ハンドヘルド受信機32'およびアンテナ36'は、デバイスの筐体によって保持されるが、これらの構成要素は、所望の場合にはデバイスの筐体なしでテストされ得ることが留意されるべきである。

20

【0064】

一般には、無線接続状態受信機の感度の探索は、経路損失決定プロセスを除いて、導体接続状態受信機の感度の探索に対する上述のシステムおよび方法と同様である。より詳細には、周波数帯における複数のワイヤレスチャネルに対する経路損失値の間の関係は、RFケーブル33の場合と同様に、通常は、線形関数ではない。これは、経路損失が、アンテナゲイン、アンテナ指向性、および計測環境などのファクターによって影響され得るからである。通常、経路損失は異なるワイヤレスチャネルに対して異なる。

30

【0065】

それでもなお、経路損失関数は、ブロック48'において、BER対TCHパワーレベル関数を決定するために上述されたシステムおよび方法と同様のアプローチ(例えば、最小二乗近似など)を用いて、周波数帯に対して決定され得る。例示のために、図13に関連して上述された5つのステップの経路損失の探索は、10チャンネル毎などの帯域内のチャンネルのサブセット上において実行され得る。このアプローチによって、有利にも正確な経路損失関数が、各チャンネルの経路損失を個々に計測するために時間を割くことなく、各チャンネルに対する経路損失推定を提供するために、帯域全体に対して決定されることができ。経路損失関数は次いで、さらに上述されたように、ブロック42''において、後続のチャンネルに対する推定されるTCHパワーレベルを決定するために用いられる。

40

【0066】

ここで、経路損失決定プロセスは、図6に関連してさらに詳細に記載される。ブロック60にて開始され、RF経路損失は、ブロック61において、RF周波数帯内のRFチャネルの少なくとも一部に対して計測される。上述の例を用いて、経路損失はMチャンネル毎に計測される。例示のために、Mは10であり得るが、他の間隔もまた用いられ得る。RF経路損失関数は、ブロック62において、少なくとも一部のRFチャネルの、計測され

50

た R F 経路損失に基づいて決定され、所与の R F 周波数帯内の少なくとも一つの他のチャネルに対する R F 経路損失は、ブロック 6 3 において、R F 経路損失関数に基づいて決定され、かくして、図示された方法を完結する（ブロック 6 4）。

【 0 0 6 7 】

M の選択は一般に、システムの線形性に依存する。すなわち、線形システムは、チャンネル数または周波数帯域に関係なく、計測される 2 つの点のみを必要とする。システムの非線形性または次数が増加するにつれ、単一のカーブフィッティング等式の次数は、それに対応して、適切なフィッティングを得るために増加する。最小二乗法または他の非線形フィッティング方法もまた用いられ得る。多くの方法は、マトリクスインバージョンを使用し、そのサイズは等式の次数と関連する。インバージョンは、そのディメンションが増加するにつれ、ますます複雑になり誤差を生じやすくなる。最小二乗法はマトリクスインバージョンを必要とする。広い周波数の範囲にわたる無線システムの性質のために、より高次の経路損失応答が存在し得る。

10

【 0 0 6 8 】

経路損失カーブフィッティングはまた、複数のスプライン関数を用いて実行され得る。すなわち、多数の部分方程式が、一つの完全な方程式を置き換える。連続した点のセット（例えば、4 つの連続した点）は、順送りの方法でグループ化される。例えば、最初の 4 つの点は、第 1 のスプライン関数のシリーズを生成するために用いられ、第 2 から第 5 番目の点は、第 2 のスプライン関数のシリーズを生成するために用いられる、などである。最初および最後のスプライン関数のシリーズを除いた全ては、中間点（例えば、点 2 から点 3 への方程式）のみを有効なフィッティング方程式として用いる。方程式に対して中間点を用いることは、最初と最後の 2 点をそれぞれの等式の外に置く。異なるスプライン関数方法は、最初と最後のスプライン関数の構成を変更する。一つの方法である外挿の三次スプライン関数は、最初の連続（例えば、点 1 から点 2）の最初の 2 つのスプライン関数、および最後のシリーズ（例えば点 3 から点 4）の最後の 2 つのスプライン関数を用いる。他の適切なスプライン関数フィッティング方法もまた、当業者によって理解されるように、用いられ得る。

20

【 0 0 6 9 】

図 1 6 を参照して、スプライン関数の個々のシリーズから生成された 2 つの正弦波カーブが示される。各カーブは、正弦波のスプライン関数フィッティングである。各線は、スプラインフィッティング内の一つのスプラインのシリーズである。そのシリーズは、重なり合うスプラインのシリーズを示すために、スプラインのシリーズ毎に  $-0.5 \text{ dB}$  だけオフセットされる。オフセット無しでは、連続したスプラインのシリーズは重なり合う。データは 10 番目ごとの点から採られる。上側の形状は 4 つの点のスプライン関数で構成される。下側の形状は、上述のように、使用されたデータのみを用いて転置された上側のスプライン関数を示す。個々の正弦カーブは、明瞭性のために、 $4 \text{ dB}$  だけオフセットされている。太線および点線は、上側の形状から下側の形状への中間線の転置を示す。

30

【 0 0 7 0 】

上述のように、経路損失カーブフィッティングは、計測されていないチャンネルの計測時間を低減する。時間は、補間誤差を上回る連続したチャンネル経路損失の差を有する、システムにおいて改善される。直線の補間は、有利にも  $\pm 0.1 \text{ dB}$  以下の通常の精度という結果となる。図 6 に関連して上述された経路損失方法は、当業者によって理解されるように、無線接続状態および導体接続状態の経路損失計測に対して用いられ得る。

40

【 0 0 7 1 】

所与の経路損失 / 受信機感度のテストの計測において説明される必要のある別のファクターは、テスト下における特定のハンドヘルドデバイスのヒステリシスである。より詳細には、受信機経路損失は、ハンドヘルドデバイスによって受信され、RSSI としてエミュレータにリレーされる信号に対して、基地局エミュレータ TCH レベル出力を比較することによって計測される。エミュレータの増幅の連続した  $0.1 \text{ dB}$  調整は、増幅における変化が RSSI における変化を生む領域を検出する。この「エッジ」点において、無線

50

は、増幅の変化無しに、2つのRSSIの読み値(reading)の間で振動し得る。このエッジ点は例えばシステム誤差位置の変更、または信号強度の変更が原因となり、生じ得る。RSSIの読み値が振動すると、ハンドヘルドデバイスは、同様の振動パターンでその送信器パワーを変更することによって応答し得、そのハンドヘルド・パワー管理に影響を与える。したがって、多くのハンドヘルドデバイス製造業者は、この問題への責任を果たすために、各モバイルハンドヘルド・デバイス内にエッジを変更するために、ソフトウェアをインプリメントする。

#### 【0072】

より詳細には、問題のある単一のRSSIエッジ点は、2つの異なる値に分割される。これらの2つの点は、通常、0.5 dB以下の量だけ(それはハンドヘルド内に設定されている)、実際のエッジ点をまたいでいる。受信されたTCHレベルが変化すると、RSSIエッジ点は、図17に示されるように、早まってリポートされる。この二重エッジシステムは、ヒステリシスとして知られ、RSSIおよびTXパワー制御内における任意の振動の可能性を減少する。デバイスのRSSIが減少すると、基地局エミュレータに対してリポートされるRSSIは、そのデバイスのRSSIが少量のみ増加する場合には、任意の振動を取り除くように変化する。

10

#### 【0073】

ヒステリシスは振動を防ぐ一方で、真のRSSIエッジからのオフセットを作成する。既知のヒステリシスを有する既知のデバイスに対して、その値は各チャンネルに対するオフセットとして与えられ得る。未知のデバイスに対して、ヒステリシスは、ステッピングアルゴリズムを用いて決定され、各経路損失チャンネルに対して組み込まれる必要があり得る。ヒステリシスは、真のエッジ点を得るために取り除かれる。ヒステリシスは通常、所与の帯域内において同一に、全てのチャンネルに対して与えられる。

20

#### 【0074】

ここで、ヒステリシス探索を含む経路損失を決定する一つの例示的な方法が図7に関連して記載される。このアプローチは、当業者によって理解されるように、導体接続状態の経路損失または無線接続状態の経路損失のいずれに対しても用いられ得る。ブロック70において開始され、ヒステリシスエッジの対は、ブロック71において、RF発生源から送信されたRFパワー値を増加方向および減少方向にスイープすることによって、RF受信機にて、所与のRSSI値の移行において決定される。ブロック72において、ヒステリシス移行エッジを用いて、比較的細かい粒度のRFパワー値と比較的粗い粒度のRSSI値との間の関係で決定される。より詳細には、受信機32または32'に対するRSSI移行点はヒステリシス移行エッジの間の中に位置するので、いったん、そのヒステリシス移行エッジに対応するTCHパワーレベルが知られると、TCHパワーレベルに対する実際のRSSI移行の位置が決定され得る。所与のチャンネルに対するRF経路損失は、次いで、ブロック73において、所与のRFパワー値における所与のRSSI、および比較的細かい粒度のRFパワー値と比較的粗い粒度のRSSI値との間の決定された関係に基づいて決定され得、かくして、例示された方法を完結する(ブロック74)。

30

#### 【0075】

TCHレベルが増加および減少すると、スキャンはエッジ点を見出す。例示のために、粗い粒度のRSSI値は1.0 dBの増分(すなわち、ハンドヘルド受信機のリポートされた精度)であり得、その一方で、比較的細かい粒度のインクリメントは0.1 dB(すなわち、受信機の内部増幅器の精度)であり得る。最初のエッジを見出すために、受信機の内部増幅は、エッジが見出されるまで、+0.1 dBの増分で増加され得る。次いで、+1.0 dBのステップがとられ得、その後、第2のエッジが見出されるまで、-0.1 dBのステップの連続が続く。実際のRSSI値は、2つのエッジの間の中に位置する。最初に計測された方向は、いずれかのエッジが最初に発見され得るので、その結果に影響を与えないことに留意すべきである。すなわち、当業者によって理解されるように、最初ヒステリシスエッジが-0.1 dBのステップで見出され得、その後、-1.0 dBのステップおよび+0.1 dBのステップが続き、第2のヒステリシスエッジを見出

40

50

す。

【0076】

ここで、テスト方法のさらなる局面が図8に関連して記載される。RF発生源31または31'は、RFパワー値を比較的細かい粒度にて送信し、上述したようにRF受信機32または32'は、RSSI値を比較的粗い粒度にて生成し、かつ隣接するRSSI値の間の各移行において未知のヒステリシスを有する。ブロック80'において、信号は、初期のRFパワーレベルにおいて、RF発生源31または31'から送信され、RF受信機32または32'の、対応する初期のRSSI値が計測される。RF発生源31または31'の初期の内部増幅は、ブロック75'において、初期のRFパワーレベルと、対応する初期のRSSI値との間の差に基づいて設定され、それによって、RF受信機32または32'をRF発生源に対してキャリブレーションする。

10

【0077】

さらに、方法はまた、上述されたように、ブロック76'およびブロック77'において、複数のRF経路損失を決定するために、所与のRF周波数帯における少なくとも一つの他の所与のRFチャンネルに対して、三つの決定するステップを繰り返すこと、ならびに、最小二乗アルゴリズム、複数のスプライン関数等を用いて、ブロック78'において、複数のRF経路損失に基づいてRF経路損失関数を決定することを含み得る。所与のRF周波数帯内における少なくとも一つの他のチャンネルに対するRF経路損失は、次いで、ブロック79'において、RF経路損失関数に基づいて決定され得る。

20

【0078】

本発明の多くの修正および他の実施形態は、前述の記載および関連する図面において提示された教示の利益を有する、当業者によって想起される。それゆえ、本発明は、開示された特定の実施形態に限定されるものではなく、修正および実施形態は、特許請求の範囲内に含まれることが意図されることが理解される。

【図面の簡単な説明】

【0079】

【図1】図1は、本発明に従う導体接続されたラジオ周波数(RF)受信機感度を測定する、例示的なテストシステムの概略的なブロック図である。

【図2】図2は、本発明に従う無線接続されたRF受信機感度を測定する、例示的なテストシステムの概略的なブロック図である。

30

【図3】図3は、本発明に従うRF受信機感度測定の方法のフロー図である。

【図4】図4は、本発明に従うRF受信機感度測定の方法のフロー図である。

【図5】図5は、本発明に従うRF受信機感度測定の方法のフロー図である。

【図6】図6は、本発明に従うRF経路損失を決定する、例示的な方法のフロー図である。

【図7】図7は、本発明に従って、RF発生源とヒステリシスを有するRF受信機との間のRF経路損失を決定する、例示的な方法のフロー図を示す。

【図8】図8は、本発明に従って、RF発生源とヒステリシスを有するRF受信機との間のRF経路損失を決定する、例示的な方法のフロー図を示す。

【図9】図9は、本発明に従うRF経路損失を決定するさらなる例示的な方法のフロー図である。

40

【図10】図10は、本発明に従って、RF経路損失を決定する、さらなる例示的な方法のフロー図である。

【図11】図11は、本発明に従って、RF経路損失を決定する、さらなる例示的な方法のフロー図である。

【図12】図12は、本発明に従って、RF経路損失を決定する、さらなる例示的な方法のフロー図である。

【図13】図13は、本発明に従って、RF経路損失を決定する、さらなる例示的な方法のフロー図である。

【図14】図14は、本発明に従うTCHパワーレベル変化に対するBER、および、対

50

応するBER対TCHパワーレベル関数のグラフである。

【図15】図15は、図14とは異なるデータセットに対する、本発明に従うTCHパワーレベル変化に対するBER、および、対応するBER対TCHパワーレベル関数のグラフである。

【図16】図16は、スプライン関数フィッティングを使用して近似された正弦波を示すグラフである。

【図17】図17は、ハンドヘルドデバイスのヒステリシス切り換えを示すグラフである。

【図18】図18は、正規化されたTCHレベル関数に対するBERのグラフである。

【符号の説明】

【0080】

- 30 テストシステム
- 31 RF発生源
- 32 ハンドヘルドデバイス受信機
- 34 テスト制御器

【図1】

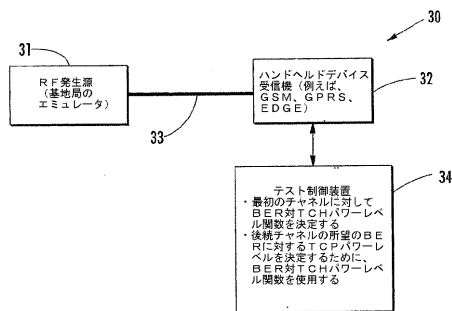


FIG. 1

【図2】

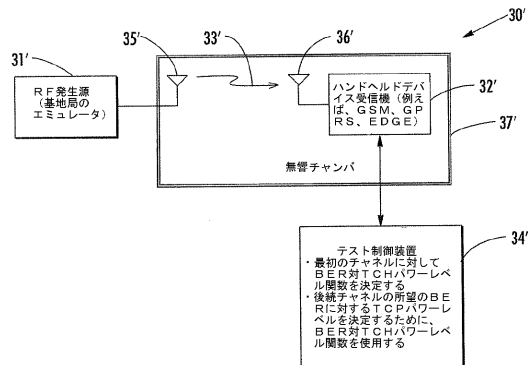


FIG. 2

【 図 3 】

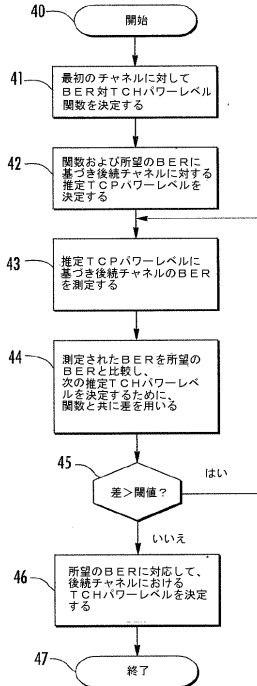


FIG. 3

【 図 4 】

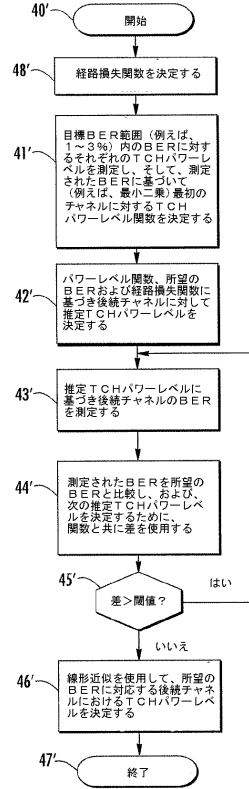


FIG. 4

【 図 5 】

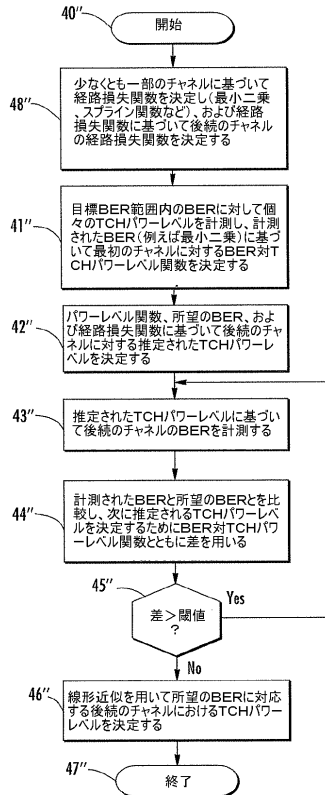


FIG. 5

【 図 6 】

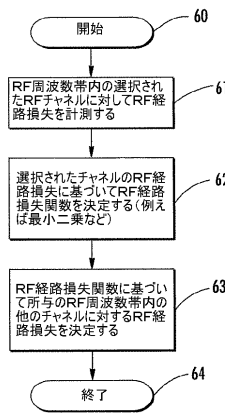


FIG. 6

【図7】

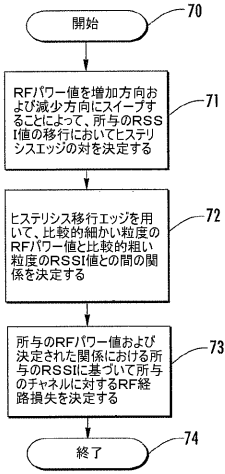


FIG. 7

【図8】

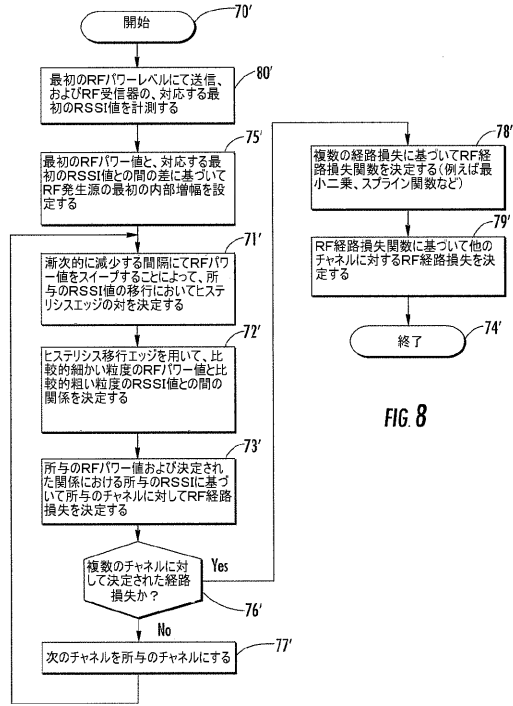


FIG. 8

【図9】

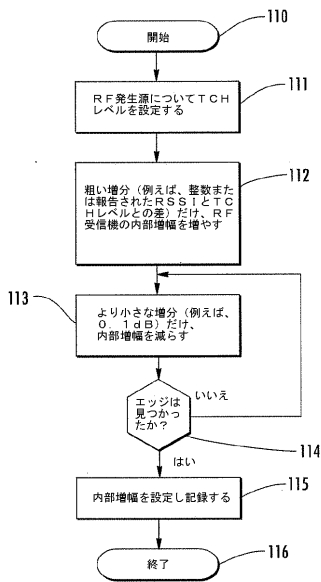


FIG. 9

【図10】

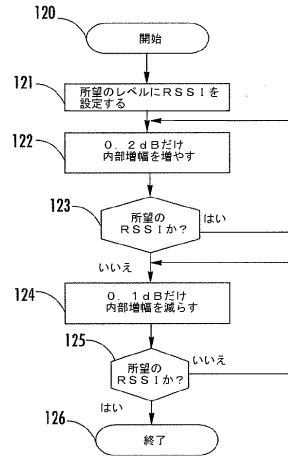


FIG. 10

【図11】

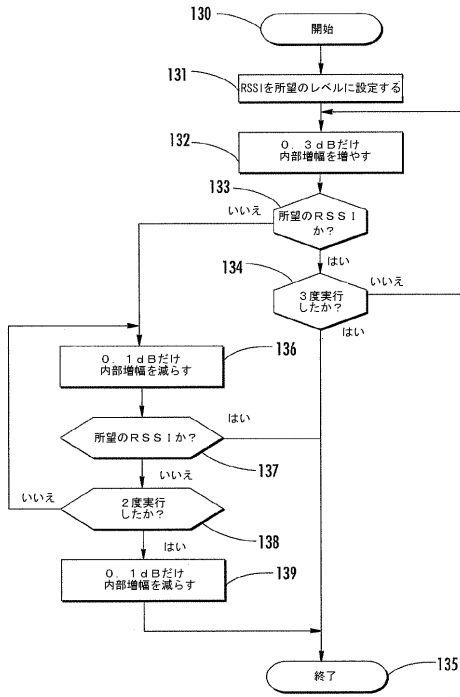


FIG. 11

【図12】

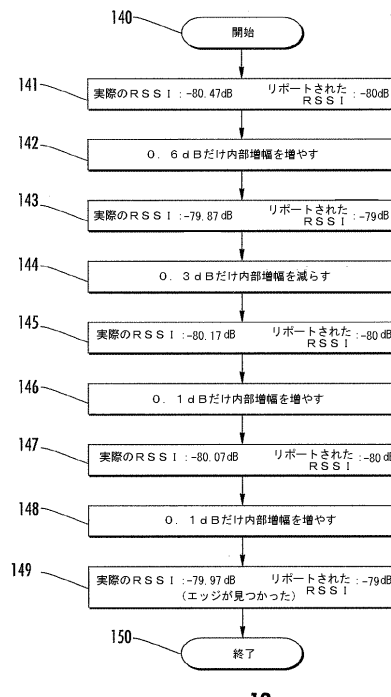


FIG. 12

【図13】

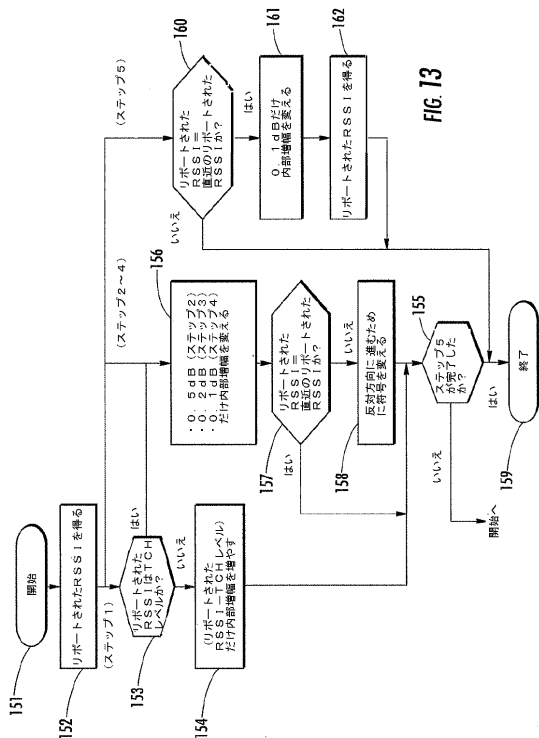


FIG. 13

【図14】

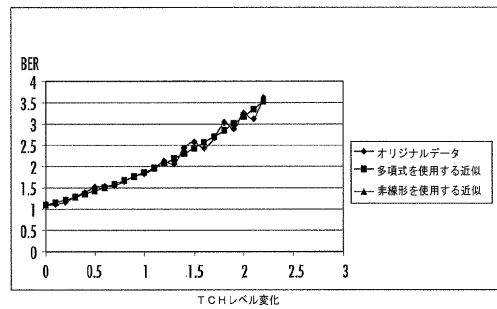


FIG. 14

【図15】

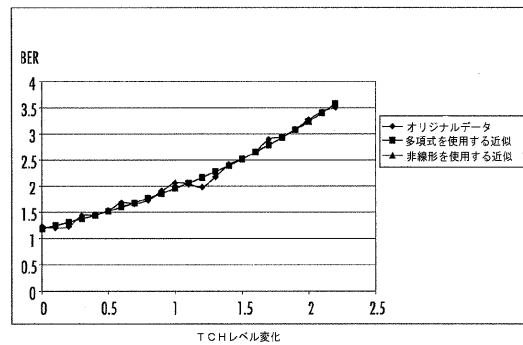


FIG. 15

【 図 16 】

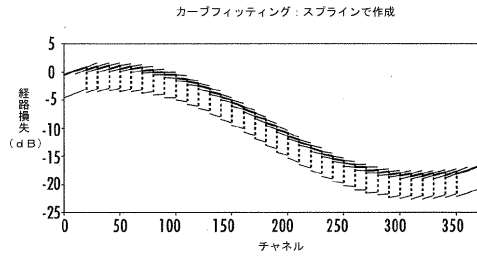


FIG. 16

【 図 18 】

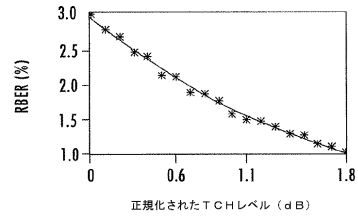


FIG. 18

【 図 17 】

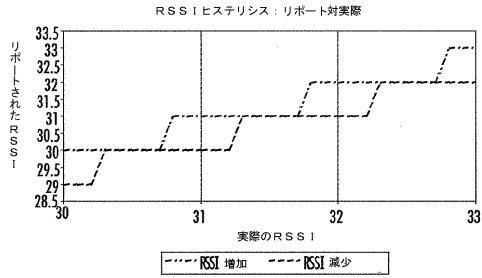


FIG. 17

## フロントページの続き

- (72)発明者 チー イーホン  
カナダ国 エヌ0ビー 2エル0 オンタリオ, セント アガサ, カーメル-コーシュ ロード 2383
- (72)発明者 ペリー ジャルムスゼウスキー  
カナダ国 エヌ2ブイ 2アール6 オンタリオ, ウォータールー, シダー ベンド ドライブ 762
- (72)発明者 マイケル サーテン  
カナダ国 エヌ2ジー 4ケー3 オンタリオ, キッチナー, ハーラン アベニュー 36

審査官 遠山 敬彦

- (56)参考文献 特開2003 - 324382 ( J P , A )  
米国特許出願公開第2004 / 266474 ( U S , A 1 )

## (58)調査した分野(Int.Cl., D B名)

H 0 4 B      7 / 2 4   -   7 / 2 6  
H 0 4 W      4 / 0 0   - 9 9 / 0 0