

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5416084号  
(P5416084)

(45) 発行日 平成26年2月12日 (2014. 2. 12)

(24) 登録日 平成25年11月22日 (2013. 11. 22)

(51) Int. Cl.		F I	
HO 4 L	27/00 (2006. 01)	HO 4 L	27/00 A
HO 4 J	99/00 (2009. 01)	HO 4 J	15/00
HO 4 L	27/18 (2006. 01)	HO 4 L	27/18 A
HO 4 B	1/40 (2006. 01)	HO 4 B	1/40

請求項の数 13 (全 23 頁)

(21) 出願番号	特願2010-500232 (P2010-500232)	(73) 特許権者	591060898 アイメック I M E C ベルギー、ペー-3001ルーヴァン、カ ペルドリーフ75番
(86) (22) 出願日	平成20年3月20日 (2008. 3. 20)	(73) 特許権者	503447036 サムスン エレクトロニクス カンパニー リミテッド 大韓民国・443-742・キョンギード ・スウォン-シ・ヨントンク・サムスン -ロ・129
(65) 公表番号	特表2010-523032 (P2010-523032A)	(74) 代理人	100101454 弁理士 山田 卓二
(43) 公表日	平成22年7月8日 (2010. 7. 8)	(74) 代理人	100081422 弁理士 田中 光雄
(86) 国際出願番号	PCT/EP2008/053366		
(87) 国際公開番号	W02008/116821		
(87) 国際公開日	平成20年10月2日 (2008. 10. 2)		
審査請求日	平成23年3月18日 (2011. 3. 18)		
(31) 優先権主張番号	60/920, 511		
(32) 優先日	平成19年3月28日 (2007. 3. 28)		
(33) 優先権主張国	米国 (US)		
(31) 優先権主張番号	07108463. 6		
(32) 優先日	平成19年5月18日 (2007. 5. 18)		
(33) 優先権主張国	欧州特許庁 (EP)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 非理想トランシーバの較正方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

第1のアップコンバージョン送信機(24)及び第1のダウンコンバージョン受信機(33)を備えたトランシーバ(30)によって信号へ導入される送信機及び受信機の非理想特性を決定する方法において、

a) 送信されるべきデータパッケージの一部として少なくとも1つのトレーニングシンボルを含む信号を発生するステップと、

b) 前記第1のアップコンバージョン送信機において、第1の周波数(34)を用いて、前記信号を第1の信号にアップコンバートするステップと、

c) 前記第1の信号を前記第1のアップコンバージョン送信機から前記第1のダウンコンバージョン受信機へ転送するステップと、

d) 前記第1のダウンコンバージョン受信機において、アップコンバージョン送信機の非理想性及びダウンコンバージョン受信機の非理想性に起因して生じるスペクトルトーンの分離を可能にするように、前記第1の周波数とは異なる第2の周波数(35)を用いて、前記転送された第1の信号を第2の信号にダウンコンバートするステップと、

e) 前記第2の信号において、前記トレーニングシンボルのうちの少なくとも1つを検出するステップと、

f) 前記検出されたトレーニングシンボルの少なくとも1つを周波数領域に変換することによって、前記少なくとも1つの検出されたトレーニングシンボルに対応する複数のスペクトル成分を抽出し、前記複数のスペクトル成分のうちの少なくとも1つを分離して、

10

20

前記少なくとも1つの送信機の非理想特性もしくは少なくとも1つの受信機の非理想特性を決定するステップとを含むことを特徴とする方法。

【請求項2】

前記トランシーバは、複数の送信機及び受信機を備え、

前記方法は、少なくとも1つの送信機及び受信機ペアを選択する初期ステップをさらに含み、

前記ペアは前記第1のアップコンバージョン送信機及び前記第1のダウンコンバージョン受信機を形成することを特徴とする請求項1記載の方法。

【請求項3】

前記方法は、起動時、モードのハンドオーバー時、又はユーザが定義する事例等の所定の時間的な事例において実行されることを特徴とする請求項1又は2記載の方法。

10

【請求項4】

前記ステップf)は、前記分離されたスペクトル成分のうちの少なくとも1つを前記既知のトレーニングシンボルと比較することによって、送信機の直交インバランス特性を決定するステップを含むことを特徴とする請求項1から3のうちのいずれか1つの請求項記載の方法。

【請求項5】

前記ステップf)は、前記分離されたスペクトル成分のうちの少なくとも1つを前記既知のトレーニングシンボルと比較することによって、受信機の直交インバランス特性を決定するステップをさらに含むことを特徴とする請求項4記載の方法。

20

【請求項6】

前記ステップf)は、前記分離されたスペクトル成分のうちの少なくとも1つを前記既知のトレーニングシンボルと比較することによって、キャリアフィードスルー特性を決定するステップをさらに含むことを特徴とする請求項4又は5記載の方法。

【請求項7】

前記ステップf)は、補償直流電圧を印加することによって、受信機の直流オフセットを決定するステップを含むことを特徴とする請求項1から6のうちのいずれか1つの請求項記載の方法。

【請求項8】

前記第1の信号を前記第1のアップコンバージョン送信機から前記第1のダウンコンバージョン受信機へ転送する前記ステップc)は、前記第1のアップコンバージョン送信機と前記第1のダウンコンバージョン受信機との間の寄生カップリングを活用することを特徴とする請求項1から7のうちのいずれか1つの請求項記載の方法。

30

【請求項9】

少なくとも1つのアップコンバージョン送信機と少なくとも1つのダウンコンバージョン受信機とを備えるトランシーバを動作させる方法において、

前記送信機のうちの少なくとも1つへ供給される信号をデジタル式に事前補償するステップと、

前記受信機のうちの少なくとも1つから受信される信号をデジタル式に事後補償するステップとを含み、

40

前記事前補償及び事後補償は、請求項1から8のうちのいずれか1つの請求項記載の方法によって決定される特性を使用する方法。

【請求項10】

信号をデジタル式に事前補償する前記ステップは、

g) 請求項4に従って決定される前記送信機の直交インバランス特性に従って行う、前記信号の第1の信号操作ステップと、

h) 次いで、請求項6に従って決定される前記キャリアフィードスルー特性に従って行う、前記信号の第2の信号操作ステップとを含むことを特徴とする請求項9記載の方法。

【請求項11】

信号をデジタル式に事後補償する前記ステップは、

50

i) 請求項 5 に従って決定される前記受信機の直交インバランス特性に従って行なう、第 3 の信号操作ステップを含むことを特徴とする請求項 9 記載の方法。

【請求項 1 2】

前記方法は、

所定の時間的な事例において、少なくとも 1 つの送信機及び受信機ペアを選択するステップと、

請求項 1 から 7 のうちのいずれか 1 つの請求項記載の方法に従って前記ペアの非理想特性を較正するステップとをさらに含むことを特徴とする請求項 8 から 11 のうちのいずれか 1 つの請求項記載の方法。

【請求項 1 3】

前記信号を前記較正された特性に従って事前補償と事後補償の少なくとも一方を実行するステップをさらに含む請求項 11 記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、トランシーバの非理想性を特徴づけて補償する方法に関する。非理想性は、送信機及び受信機の直交インバランス（不平衡性）、キャリアフィードスルー、及び直流オフセットであってもよい。

【背景技術】

【0002】

トランシーバの設計、特にマルチモードトランシーバの設計は、要求される無線性能をほとんど満たさないことから、多くの較正方法が提案されてきている。デジタル式の較正方法に着目すると、これらはすべて同じ課題、すなわち RF 信号を如何にして効率的に発生しかつ捕捉するかという課題に直面している。ほとんどの先行技術方法は、回路のコスト及び複雑さを増加することによってこの課題を解決している。

【0003】

必要な追加の回路の量が限定的である方法は、特許文献 1 に提示されている。送信 / 受信装置及び方法は、送信 / 受信装置からの出力信号における非線形性を減少させるために提供される。較正が要求される場合、送信 / 受信装置は通常の動作を動作不可能な状態にして較正モードに変わる。これは、通常のベースバンド信号の処理だけでなく、送信経路と受信経路との間の接続の非活性化も包含する。試験信号が発生されて、前記装置に供給される。装置の特性の最適化は、例えば LMS アルゴリズムである、エラー信号の電力の最小値を繰返し探索するアプローチを基礎とする。測定装置は、試験信号を評価して、このエラー信号の電力を査定する。この電力が所定のしきい値より低ければ、最適化は停止される。その後、較正は終了され、通常の動作モードが回復される。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0004】

【特許文献 1】米国特許出願公開第 2006 / 0034356 号明細書。

【特許文献 2】国際公開第 2003 / 101064 号。

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

本発明の目的は、非理想トランシーバのための較正方法を提供することであり、その較正方法は、直交インバランス、キャリアフィードスルー、及び直流オフセット等の非理想トランシーバの非理想性を特徴づけ、かつ非理想トランシーバの性能を最適化する。

【0006】

この目的は、本発明に係る独立の請求項記載の方法により達成される。

【課題を解決するための手段】

【0007】

10

20

30

40

50

本発明は、トランシーバによって信号へ導入される非理想特性を決定する方法を提案する。トランシーバは、第1のアップコンバージョン送信機と、第1のダウンコンバージョン受信機とを備える。非理想特性を決定する本方法は、少なくとも1つの既知のトレーニングシンボルを含む信号を発生するステップを含む。この信号は、送信機において第1の周波数を用いて第1の信号にアップコンバートされる。この第1の信号は、送信機から、例えばカップリングによって受信機へ転送される。アクティブカップリングが存在する可能性もあるが、本発明によれば、システム内にもともと存在している寄生カップリングを活用することが好適である。一方で、先行技術では、試験信号を転送できるようにするために、送信経路と受信経路との間に増幅された接続が必要とされる。転送された第1の信号は、受信機において第2の周波数を用いて第2の信号にダウンコンバートされる。第2の周波数は第1の周波数とは異なるが、第1の周波数にリンクされる。第2の信号から、トレーニングシンボルのうちの少なくとも1つが検出され、かつ周波数領域において、これらの検出されたトレーニングシンボルのうちの少なくとも1つのスペクトル成分が分離され、前記非理想特性が決定される。これらのスペクトル成分に基づいて、送信機及び受信機の双方の非理想性が、アナログ回路を追加する必要なしに特徴づけられることが可能である。

10

**【0008】**

本明細書で使用しているように、「異なるが、リンクされる」という言い回しは、送信機が、受信機とは異なる周波数で動作するが、その周波数は、前に開始されたスペクトルトーンの分離が促進されるように事前決定式に選ばれることを意味する。この周波数の関係の安定を保証するために、これらの信号は、例えば同じ基準から発生される。

20

**【0009】**

本明細書で使用しているように、考慮対象である「非理想性」は、送信機及び受信機の直交インバランス、キャリアフィードスルー、直流オフセット、非線形性、又は当業者には既知である他の任意の非理想性のうちの1つ又はそれ以上である可能性がある。

**【0010】**

記載している非理想性は、特有の周波数で（望ましくない）スペクトルトーンを発生する。通常の動作では、これらのトーンはシステムの性能を低下させる。これらの非理想性を較正するために、異なる技術が公開されてきている。これらの先行技術の分析によって分かるのは、これらの技術は、主として同じ課題、すなわち送信機及び受信機の較正に関して、個々に、RF信号を如何にして効率的に捕捉しかつ発生させるか、という課題に挑んでいるということである。ここで、効率的にとは、すべての関連する信号情報を保存しながら余分なアナログ回路を制限することを指す。

30

**【0011】**

本発明では、送信機を使用して、受信機を較正するためのRF信号が発生され、受信機を使用して、送信機の較正に必要とされるRF信号が捕捉される。これは、送信機により発生される信号を、例えばカップリングを介して受信機へ転送することによって達成される。

**【0012】**

本発明による方法を使用すれば、アナログ回路を追加する必要なしにトランシーバの非理想性を較正する（特徴づけて補償する）ことができる。したがって、提案する本方法は、送信機及び受信機が（僅かに）異なる周波数で同時に動作できるようにする予め与えられたアーキテクチャを含む任意のトランシーバへ適用することができる。さらに、本較正方法は、送信機及び受信機の非理想性を別々に特徴づけて補償する。したがって、送信機及び受信機の双方は、グローバルなシステムトポロジーにおいて別々の較正されたデバイスとして使用されることが可能である。

40

**【0013】**

較正は、規格準拠信号に存在するシンボルで動作することから、専用の（規格非準拠の）較正信号を回避することができる。その結果、較正は、システムが較正中に動作可能であり続けることを可能にする。さらに、較正は、少なくとも1つのトレーニングシンボル

50

に適用されることから時間効率的かつ計算効率的であり、反復的な最適化ループが回避される。したがって、本方法は、システムが較正中も動作可能であり続けることを可能にし、専用の（規格非準拠の）較正信号を回避することができる。

【 0 0 1 4 】

トランシーバは、複数の送信機及び受信機を備えてもよい。本実施形態では、本方法はさらに、少なくとも1つの送信機/受信機ペアを選択する初期ステップを含む。選択された送信機/受信機ペアは、次に、本発明による方法の第1の送信機及び第1の受信機を形成する。

【 0 0 1 5 】

ペアは、送信機と受信機とによって形成される。異なるタイプの組み合わせの形成が可能である。ある1つの可能な組み合わせは、例えば送信機Aと受信機A、送信機Bと受信機B等々、異なるペアを同時に備える。幾つかのペアを同時に選択することの利点は、幾つかの較正を並行して実行することにより、較正の持続時間を最小限に抑えられることにある。

10

【 0 0 1 6 】

別の可能な組み合わせは、1つの送信機と幾つかの受信機とで形成されるペア、例えば送信機Aと受信機A、送信機Aと受信機B等々を備える。このような組み合わせを選択することにより、幾つかの較正を同時に実行することができ、較正結果の統計的な解釈を可能にする。さらに、幾つかのこれらの組み合わせを同時に設け、双方の利点を組み合わせることもできる。

20

【 0 0 1 7 】

非理想特性を決定する方法は、好適には、例えば起動時、モードのハンドオーバー時、又はユーザが定義する事例（instance）等の所定の時間的な事例（time instance）において実行される。本明細書で使用しているように、モードのハンドオーバーは、マルチモードシステムにおける動作モード又は規格に変更がある瞬間を指す。

【 0 0 1 8 】

ある好適な実施形態では、本発明による方法を使用して、送信機の直交インバランス特性を特徴づけることができる。これは、分離された成分を前記既知のトレーニングシンボルと比較することによって実行可能である。受信機の直交インバランス特性は、送信機の直交インバランス特性を考慮して決定することができる。これもやはり、分離された成分を既知のトレーニングシンボルと比較することによって実行される。

30

【 0 0 1 9 】

別の実施形態では、分離された成分を既知のトレーニングシンボルと比較することによって、キャリアフィードスルー特性を決定することができる。

【 0 0 2 0 】

別の実施形態では、補償直流電圧を印加することによって受信機の直流オフセットを決定することができる。

【 0 0 2 1 】

本発明の別の態様では、トランシーバの動作方法が提示される。トランシーバは、少なくとも1つのアップコンバージョン送信機と、少なくとも1つのダウンコンバージョン受信機とを備える。この方法は、送信機へ供給される信号をデジタル的に事前補償するステップと、受信機から受信される信号をデジタル的に事後補償するステップとを含む。事前補償及び事後補償の方法は、上述の実施形態に係る方法によって決定されている特性を使用する。よって、トランシーバの非理想性により導入される効果を最小限に抑えることができる。補償は時間領域において適用され、よってこれは、モード及びデータストリームに非依存である。

40

【 0 0 2 2 】

デジタル式の前補償の方法は、送信機の直交インバランス特性に従って行う第1の信号操作ステップと、次いで、キャリアフィードスルー特性に従って行う第2の信号操作ステップとを含む。

50

## 【 0 0 2 3 】

デジタル式の事後補償の方法は、受信機の直交インバランス特性に従って行う信号操作を含む。

## 【 0 0 2 4 】

別の実施形態において、トランシーバの動作方法はさらに、予め定義された時間的な事例において送信機 / 受信機ペアを選択するステップを含む。このペアの非理想特性は、本発明による方法に従って特徴づけられることが可能である。この実施形態は、較正された特性に従って送信機 / 受信機ペアにおける信号を事前補償及び事後補償するステップをさらに含んでもよい。本発明による方法は、SISO、MIMO及び他のシステムにおいて使用されることが可能である。提案している較正方法は、システムが動作可能な状態に保たれるようなスケジューリングを可能にする。例えばMIMOシステムにおけるモードのハンドオーバーの間、システムは、異なるトランシーバを漸次較正して新しいモードへ切り換えると同時に、残りのトランシーバを当初のモードで動作可能に維持することによって動作可能な状態を保つ。

10

## 【 0 0 2 5 】

以下、添付の図面に関連して現時点で好適な実施形態について説明する。様々な図面において、同一の参照符号は同じ構成要素を指す。

## 【 図面の簡単な説明 】

## 【 0 0 2 6 】

【 図 1 】送信機 / 受信機ペアの可能な組み合わせを示す概略図である。

20

【 図 2 】非理想トランシーバを介して送信 / 受信されるデュアルトーン信号のスペクトルコンテンツを示す。

【 図 3 】較正を動作可能な状態にする方法を示す概略図である。

【 図 4 】受信機のアーキテクチャを示す。

【 図 5 】事前補償を含む送信機を示すブロック図である。

【 図 6 】送信機の前補償のアーキテクチャを示す。

【 図 7 】事後補償を含む受信機を示すブロック図である。

【 図 8 】受信機の後補償のアーキテクチャを示す。

【 図 9 】較正を動作可能な状態にする送信機のアーキテクチャを示す。

## 【 発明を実施するための形態 】

30

## 【 0 0 2 7 】

本発明を特定の実施形態に関連して、かつ所定の図面を参照して説明する。但し、本発明はこれらの実施形態及び図面に限定されるものではなく、特許請求の範囲によってのみ限定される。説明する図面は単なる略図であり、非限定的である。諸図において、幾つかの構成要素のサイズは説明を目的として誇張され、かつ縮尺通りに描かれていない場合がある。

## 【 0 0 2 8 】

以下の詳細な説明は、トランシーバの非理想性を較正するための方法に関する。このような較正は設計要件を緩和し、よって、設計努力及び設計の複雑さの低減を可能にする。必要とされるすべての無線性能を満たすことは設計要件のオーバーロードを招くことから、この緩和はマルチモードトランシーバにとって極めて重大である。

40

## 【 0 0 2 9 】

本発明による方法は、アナログ回路を追加する必要なしにトランシーバの非理想性を較正（特徴づけて補償）する。したがって、提案する本方法は、送信機及び受信機が（僅かに）異なる周波数で同時に動作できるようにする予め与えられたアーキテクチャを含む任意のトランシーバへ適用することができる。

## 【 0 0 3 0 】

本較正方法は、送信機及び受信機の非理想性を別々に特徴づけて補償する。したがって、送信機及び受信機の双方は、グローバルなシステムトポロジーにおいて別々の較正されたデバイスとして使用されることが可能である。

50

## 【0031】

考慮対象である非理想性は、送信機及び受信機の直交インバランス、キャリアフィードスルー、及び直流オフセット較正のうちの1つ又はそれ以上である。提案している本方法はまた、他の非理想性の較正を可能にする。

## 【0032】

本較正方法は、SISO、MIMO、及び他のシステムにおいて使用可能である。

## 【0033】

本較正方法は、複数の送信機及び受信機を備えるトランシーバで実行されることができ、よって本方法は、少なくとも1つの送信機/受信機ペアを選択する初期ステップをさらに含み、これにより、1つの送信機と1つの受信機によるペアが形成される。ペアは、異なるタイプの組み合わせによって形成される可能性もある。図1は、幾つかの可能な組み合わせを表したものである。図1(a)は、第1の可能な組み合わせを示す。この組み合わせは異なるペアを同時に備える、すなわち送信機A(1)と受信機A(3)、送信機B(2)と受信機B(4)、...を備える。このような構成では、幾つかの較正を並行して実行することができる。図1(b)は、別の可能な組み合わせを示す。この組み合わせは、同じ送信機と幾つかの受信機とで形成されるペア、送信機A(1)と受信機A(3)、送信機A(1)と受信機B(4)、...を含む。これらの組み合わせは、幾つか同時に設けられる可能性もある(両方の組み合わせタイプの混合)。図1(c)はそのような構成を示し、送信機A(1)は受信機A(3)とペアを形成しかつ受信機B(4)と別のペアを形成し、別の送信機B(2)は受信機C(5)及び受信機D(6)とペアを形成し、別の送信機C(7)は受信機E(8)とペアを形成する。

## 【0034】

特徴づけは、好適には、起動時、モードのハンドオーバー時(マルチモードシステムの場合)、又はユーザが定義する事例等の予め決められた時間的な事例において実行される。特徴づけは、システムが較正中も動作可能な状態に保たれることを可能にし、専用の(規格非準拠の)較正信号を回避することができる。

## 【0035】

補償は時間領域で適用され、よってこれは、モード及びデータストリームに非依存である。

## 【0036】

記載している非理想性は、特有の周波数で(望ましくない)スペクトルトーンを発生する。通常の動作では、これらのトーンはシステムの性能を低下させる。これらの非理想性を較正するために、異なる技術が公開されてきている。これらの先行技術の分析によって分かるのは、これらの技術は、主として同じ課題、すなわち送信機及び受信機の較正に関して、個々に、RF信号を如何にして効率的に捕捉しかつ発生させるか、という課題に挑んでいるということである。ここで、効率的にとは、すべての関連する信号情報を保存しながら余分なアナログ回路を制限することを指す。

## 【0037】

本発明では、送信機を使用して、受信機を較正するためのRF信号が発生され、受信機を使用して、送信機の較正に必要なとされるRF信号が捕捉される。これは、送信機により発生される信号を、例えばカップリングを介して受信機へ転送することによって達成される。

## 【0038】

送信機は、受信機とは異なる周波数で動作する。これは、送信機の非理想性及び受信機の非理想性に起因して生じるスペクトルトーンの分離を可能にする。この条件を満たす異なる周波数の組み合わせは、トランシーバの非理想性の周波数依存の特徴づけを可能にすることに留意されたい。図2は、デュアルトーン信号(10)が非理想送信機を介して伝搬され、非理想受信機へ転送されかつ非理想受信機によってダウンコンバートされる一例を示す。このアクションは、結果的に下記の成分、すなわち、送信機の非線形性に起因する3次相互変調積(11)、キャリアフィードスルー(12)、送信機の直交インバラン

10

20

30

40

50

スによって生じる望ましいトーンのイメージ(13)、受信機経路における直流オフセット(14)、受信機の直交インバランスによって生じる望ましいトーンのイメージ(15)、受信機の直交インバランスによって生じるキャリアフィードスルーのイメージ(16)、受信機の直交インバランスによって生じる3次相互変調積のイメージ(17)、及び受信機の直交インバランスによって生じるイメージ化された望ましいトーンのイメージ(18)をもたらす。成分は、正規化された送信スペクトル指数を表す軸(20)に沿って、受信スペクトル指数を表す軸(21)に沿って、かつ受信機の非理想性により影響されない成分を示す軸(22)に沿ってプロットされる。

【0039】

先行技術では、非線形性の特徴づけは、専用の規格非準拠の試験信号に対して実行される。さらに、特性は、エラー信号の電力の最低値を反復して探索するアプローチを介して最適化される。この特徴づけの間、トランシーバは通常の動作を動作不可能な状態にされる。本発明では、トランシーバの非理想性の特徴づけは、規格準拠のデータパッケージのトレーニングシンボルに基づいて実行されることが可能である。較正ステップ(特に、特徴づけ及び補償)の各々について、アルゴリズムの式が用意される。これらの式は高度な較正の精度をもたらす、反復的なループを回避することができる。特徴づけを規格準拠のデータパッケージのトレーニングシンボルに対して実行できることから、トランシーバは動作可能に保たれる。

10

【0040】

次に、本件出願における非理想性の選択について説明する。本発明はこれらの非理想性に限定されるものではない。較正方法は、広範な範囲のトランシーバの非理想性の較正を可能にする。

20

【0041】

本発明による較正方法を、ダイレクトアップコンバージョン送信機とダイレクトダウンコンバージョン受信機とを備えるダイレクト・コンバージョン・トランシーバに関して説明する。この例では、非理想性の選択が較正される。この選択には、送信機及び受信機の直交インバランス、キャリアフィードスルー、及び受信機の直流オフセットが含まれる。

【0042】

本明細書の場合、信号は下線が引かれ、スカラーは下線が引かれず、時間領域の信号は小文字フォントで示され、周波数領域の信号の最初の文字は大文字フォントで示されている。すべての信号及びスカラーは、それらが上線を引かれている場合を除き、複素数である。

30

【0043】

ダイレクトコンバージョン送信機のアイディアは、局部発振器(LO)の信号と混合することによって、複素数値のベースバンド信号を実数値のRF信号へ直接的にアップコンバートすることであり、一方で、ダイレクトコンバージョン受信機は、RF信号を複素数値のベースバンド信号へ直接的にダウンコンバートする。複素数値のベースバンド信号は、実数部(I)と虚数部(Q)とから成り、LO信号は、搬送波周波数における、但し位相において90°シフトされた2つの信号から成る。しかしながら実際の実装においては、I経路及びQ経路の間に僅かな不整合があり、利得は一致せず、LO経路の間に不完全な90°位相シフトが存在する。送信機及び受信機のこれらの不完全性を分類すれば、これを各々送信機及び受信機の直交インバランスとして表すことができる。直交インバランスは、一般にその振幅不整合及びその位相不整合によって特徴づけられるが、計算に関しては、複素数値の変数及びが使用される。このような直交インバランスに時間領域の信号 $\underline{x}$ を与えると、次式が得られる。

40

【0044】

【数1】

$$\underline{y} = \alpha \cdot \underline{x} + \beta \cdot \underline{x}^* \quad (1)$$

【0045】

50

但し、( ) \* は複素共役であり、式 ( 2 ) 及び式 ( 3 ) である。

【 0 0 4 6 】

【 数 2 】

$$\alpha = \cos(\Delta\phi) + j \cdot \varepsilon \cdot \sin(\Delta\phi) \quad (2)$$

【 数 3 】

$$\beta = \varepsilon \cdot \cos(\Delta\phi) - j \cdot \sin(\Delta\phi) \quad (3)$$

【 0 0 4 7 】

式 ( 1 ) は、周波数領域へ容易に変換することができ、次式が得られる。

10

【 0 0 4 8 】

【 数 4 】

$$\underline{Y} = \alpha \cdot \underline{X} + \beta \cdot \underline{X}_m^* \quad (4)$$

【 0 0 4 9 】

ここで、( )<sub>m</sub> は、

【 数 5 】

$$\overline{k'} = \text{mod}(\overline{k_{tot}} - \overline{k} + 1, \overline{k_{tot}}) + 1$$

であるようにベクトル指数が直流でミラーされるミラーリング又はイメージングオペレーションを示す。ここで、

20

【 数 6 】

$\overline{k'}$

は、

【 数 7 】

$\overline{k}$

のミラーされたベクトル指数を示し、

【 数 8 】

$\overline{k_{tot}}$

30

は指数の合計量を示す。

【 0 0 5 0 】

したがって、直交インバランスは、 $\underline{x}$  のスペクトルコンテンツを修正し、かつそのデータキャリアのイメージ周波数 ( ミラーされた指数 ) においてスペクトル成分を発生させる。マルチキャリア変調の場合、データキャリアは一般に対称的に離隔されるので、直交インバランスはデータキャリアの各々の品質を直接的に低下させ、よってシステムの性能を低下させる。

【 0 0 5 1 】

40

ダイレクトコンバージョン送信機では、L O 信号から R F 信号経路へ向かう直接的なクロストーク及びベースバンド経路における寄生直流オフセットが、搬送波周波数において望ましくないスペクトル成分を生じさせる。この望ましくないスペクトルトーンの生成、所謂キャリアフィードスルーは、一般に、有効信号電力よりも十分に小さいものであるように規格で指定される。大きい出力電力範囲を提供する規格の場合、この要件を満たすことは実際には困難であるが、特にその理由は、この望ましくない搬送波の電力が元來送信機の利得にスケールしないことにある。

【 0 0 5 2 】

ダイレクトコンバージョン受信機では、L O 経路と R F 経路との間の双方向の寄生カップリングが、自己混合及びベースバンド信号上の直流オフセットの生成を生じさせる。こ

50

の直流オフセットは、特に受信される信号電力が低い場合に有効な動的信号のスイングを低下させ、よって、受信機の利得及び線形性性能を低減させる。ハイパスフィルタを使用してベースバンド信号から直流オフセットを除去することはオプションではなく、すなわち、目標とする規格 (targeted standard) は密なスペクトル占有を有し、このようなフィルタは効率的に実装され得ない。したがって、好適には、別の較正技術が使用される。

【 0 0 5 3 】

任意のアナログ回路のように、ダイレクト・コンバージョン・トランシーバも非線形的に動作することができる。すなわち、アナログ回路上のアンバランスな利得の分布、又はアナログ回路の不十分な寸法決定 (dimensioning) は、信号に回路の線形動作範囲を超えさせる場合もある。このような非線形的な動作は、高調波歪み及び相互変調歪みの双方を引き起こし、帯域内歪み及び帯域外歪みの双方を発生させる。文献には、非線形的な挙動をシミュレートして補償する多くのモデルが記述されている。しかしながら、これらのモデルのパラメータの決定は、高度な、よって実装に不利な測定機器又は回路を必要とする。

10

【 0 0 5 4 】

明確のために、較正を2つのエンティティ、すなわち特徴づけ及び補償に分ける。

【 0 0 5 5 】

図2に示すように、受信機の非理想性に影響されない(22)において指示されるスペクトル成分が存在する。このような成分は、デュアルトーン以外の信号を印加するときにも存在する。よって、較正を可能にする方法の直観的な表現を図3に示す。トランシーバ(30)内のベースバンド信号 $s$ (23)は、非理想送信機(24)によってアップコンバートされ(34)、受信機入力(25)へ接続される。このカップリング又はチャンネルの周波数応答は、 $CH$ (26)によって記述される。受信機(33)はこの信号をダウンコンバートし(35)、かつスペクトル選択に基づいて2つのベースバンド信号、すなわち、受信機の非理想性に影響されない受信信号を示す $r_i$ (27)及び影響される信号を示す $r$ (28)が取得される。これらの信号は、同じ物理的な受信機から、同時に、かつ送信された同じベースバンド信号から抽出されることに留意されたい。

20

【 0 0 5 6 】

仮想の理想受信機経路が存在することから、送信機の非理想性は $s$ (23)及び $r_i$ (27)に基づいて特徴づけられ、一方で受信機の非理想性は $r$ (28)から特徴づけられる。

30

【 0 0 5 7 】

特徴づけの間、好適には、非規格準拠信号の放射は回避される。よって、専用の較正信号(図2におけるデュアルトーン(10)等)の使用は好ましくない。また、トランシーバの動作を阻止する反復的な特徴づけプロセスも好ましくない。したがって、本明細書に提示している特徴づけアルゴリズムは、例えば長いトレーニングシンボル(LTS)である単一の規格準拠のトレーニングシンボルで動作するように開発されている。

【 0 0 5 8 】

送信機の直交インバランスの特徴づけは、チャンネルの周波数応答は平坦である、又は最終的に平滑である、という現実的な仮定に基づく。直交インバランスは、チャンネルの平滑さに影響を与える。チャンネルを平滑にすることにより、直交インバランスは、特許文献2で受信機の直交インバランスの特徴づけに関して言及されているように推定される。特許文献2は、参照によりその全体が本明細書に含まれる。図3に基づいて、かつ直交インバランスが送信機の非理想性のみによるものであるとすれば、「理想の受信機」の出力における信号 $R_i$ (27)は、送信された信号 $S$ (23)、送信機の直交インバランス及び有効チャンネル $CH$ (26)の関数であり、次式に等しい。

40

【 0 0 5 9 】

【数 9】

$$\underline{R}_i = \left( \alpha_{tx} \cdot \underline{S} + \beta_{tx} \cdot \underline{S}_m^* \right) \cdot \underline{CH} \quad (5)$$

【0060】

受信機側では、チャンネルの応答  $\underline{H}$  が、次式のように推定される。

【0061】

【数10】

$$\underline{H} = \frac{\underline{R}_i}{\underline{S}} \quad (6)$$

10

【0062】

$\underline{S}$  が BPSK シンボルであれば、

【数11】

$$\underline{S} = \frac{1}{\underline{S}}$$

、及び

【数12】

$$\underline{S}' = \underline{S}_m^* \cdot \underline{S} = \underline{S}_m \cdot \underline{S}$$

20

であり、したがって、次式が得られる。

【0063】

【数13】

$$\underline{H} = \alpha_{tx} \cdot \underline{CH} + \beta_{tx} \cdot \underline{S}' \cdot \underline{CH} \quad (7)$$

【0064】

式(7)に基づいて、 $\underline{H}$  は送信機の直交インバランスに依存する。有効チャンネルの応答は、次式のように導出される。

【0065】

【数14】

$$\underline{CH} = \frac{\underline{H}}{\alpha_{tx} + \beta_{tx} \cdot \underline{S}'} \quad (8)$$

30

【0066】

この式において、有効チャンネルは、(既知の)送信された信号  $\underline{S}$  (23)、(既知の)推定されたチャンネル  $\underline{H}$ 、及び送信機により導入される直交インバランスと関係づけられる。直交インバランスは、平坦又は平滑である有効チャンネルの挙動に基づいて推定されることが可能である。

【0067】

有効チャンネルの応答が平坦であると仮定する場合、これは、次式のように記すことができる。

40

【0068】

【数15】

$$\forall_k \underline{CH} = \frac{\underline{H}[k]}{\alpha_{tx} + \beta_{tx} \cdot \underline{S}'[k]} \quad (9)$$

【0069】

ここで、

50

【数 1 6】

 $\bar{k}$ 

、及び

【数 1 7】

 $\bar{k}+1$ は、 $\underline{S}$ における非ゼロデータキャリアの指数である。これらの指数の

【数 1 8】

 $\bar{n}$ 

について、次式を導出することができる。

【0 0 7 0】

【数 1 9】

$$\beta_{tx} = \frac{\alpha_{tx}}{\bar{n}} \cdot \sum_{\bar{k}}^{\bar{n}} \frac{\underline{H}[\bar{k}] - \underline{H}[\bar{k}+1]}{\underline{H}[\bar{k}+1] \cdot \underline{S}'[\bar{k}] - \underline{H}[\bar{k}] \cdot \underline{S}'[\bar{k}+1]} \quad (10)$$

【0 0 7 1】

【数 2 0】

 $\bar{n}$ 

の増加する値は推定の精度を高め、最終的なシステムの雑音の影響は低減され、平坦ではなく平滑なチャンネルが許容される。

【0 0 7 2】

【数 2 1】

 $\alpha_{tx} \approx 1$ 

とした近似値計算により、次式が得られる。

【0 0 7 3】

【数 2 2】

$$\tilde{\beta}_{tx} = \frac{1}{\bar{n}} \cdot \sum_{\bar{k}}^{\bar{n}} \frac{\underline{H}[\bar{k}] - \underline{H}[\bar{k}+1]}{\underline{H}[\bar{k}+1] \cdot \underline{S}'[\bar{k}] - \underline{H}[\bar{k}] \cdot \underline{S}'[\bar{k}+1]} \quad (11)$$

【数 2 3】

$$\alpha_{tx} = \frac{\sqrt{1 - \Im^2\{\tilde{\beta}_{tx}\}} - j \frac{\Re\{\tilde{\beta}_{tx}\} \cdot \Im\{\tilde{\beta}_{tx}\}}{\sqrt{1 - \Im^2\{\tilde{\beta}_{tx}\}}}}{\sqrt{1 - \Im^2\{\tilde{\beta}_{tx}\}}} \quad (12)$$

【数 2 4】

$$\beta_{tx} = \alpha_{tx} \cdot \tilde{\beta}_{tx} \quad (13)$$

【0 0 7 4】

あるいは、有効チャンネルは、先の導出のように平坦ではなく平滑であると仮定されることも可能である。すると、有効チャンネルの変動を、式(14)である平均二乗誤差(MSE)を最小化することによって近似することが可能である。

【0 0 7 5】

10

20

30

40

【数 2 5】

$$\text{MSE} = \sum_k^K |\underline{\text{CH}}[k+1] - \underline{\text{CH}}[k]|^2 \quad (14)$$

【0 0 7 6】

ここで、

【数 2 6】

 $\underline{k}$ 

10

、及び

【数 2 7】

 $\underline{k+1}$ 

は、 $\underline{s}$ における非ゼロデータキャリアの指数である。式(8)に基づいて、式(14)は、次式に等しい。

【0 0 7 7】

【数 2 8】

$$\text{MSE} = \sum_k^K \left| \frac{\alpha \cdot \underline{\text{H}}[k+1] - \alpha \cdot \underline{\text{H}}[k] - \beta \cdot \underline{\text{H}}[k+1] \cdot \underline{\text{S}}'[k+1] + \beta \cdot \underline{\text{H}}[k] \cdot \underline{\text{S}}'[k]}{|\alpha|^2 - |\beta|^2} \right|^2 \quad (15) \quad 20$$

【0 0 7 8】

式(15)を最小化すると、次式が得られる。

【0 0 7 9】

【数 2 9】

$$\beta = \alpha \cdot \sum_k^K \frac{(\underline{\text{H}}[k+1] - \underline{\text{H}}[k]) \cdot (\underline{\text{H}}^*[k+1] \cdot \underline{\text{S}}'[k+1] - \underline{\text{H}}^*[k] \cdot \underline{\text{S}}'[k])}{|\underline{\text{H}}[k+1] \cdot \underline{\text{S}}'[k+1] - \underline{\text{H}}[k] \cdot \underline{\text{S}}'[k]|^2} \quad (16) \quad 30$$

【0 0 8 0】

【数 3 0】

$$\alpha_{\text{tx}} \approx 1$$

とした近似値計算により、次式が得られる。

【0 0 8 1】

【数 3 1】

$$\beta' = \sum_k^K \frac{(\underline{\text{H}}[k+1] - \underline{\text{H}}[k]) \cdot (\underline{\text{H}}^*[k+1] \cdot \underline{\text{S}}'[k+1] + \underline{\text{H}}^*[k] \cdot \underline{\text{S}}'[k])}{|\underline{\text{H}}[k+1] \cdot \underline{\text{S}}'[k+1] + \underline{\text{H}}[k] \cdot \underline{\text{S}}'[k]|^2} \quad (17) \quad 40$$

【数 3 2】

$$\alpha_{\text{tx}} = \sqrt{1 - \mathfrak{I}^2\{\tilde{\beta}_{\text{tx}}\}} - j \frac{\Re\{\tilde{\beta}_{\text{tx}}\} \cdot \mathfrak{I}\{\tilde{\beta}_{\text{tx}}\}}{\sqrt{1 - \mathfrak{I}^2\{\tilde{\beta}_{\text{tx}}\}}} \quad (18)$$

【数 3 3】

$$\beta_{\text{tx}} = \alpha_{\text{tx}} \cdot \tilde{\beta}_{\text{tx}} \quad (19)$$

50

## 【 0 0 8 2 】

受信機に送信機信号を転送するチャンネルの応答は、比較的平坦であることから、式(11)は一般に送信機の直交インバランスの特徴づけに適用可能である。しかしながら、チャンネルの応答が極度に変動性であれば、代わりに式(17)を使用することができる。

## 【 0 0 8 3 】

送信機と受信機との入力信号は基本的に異なることから、送信機の直交インバランスに関して導出される特徴づけの式を受信機用に再使用することはできない。送信機の入力では、データキャリアが対称的に分布される既知のマルチトーンBPSKシンボルが供給される。しかしながら、受信機へ提供される信号は、送信機の非理想性及びチャンネルによって歪められる。さらに、送信機と受信機とは異なる周波数で動作することから、歪められたこの信号のスペクトルコンテンツは、受信機の観点からすると、もはや対称的に分布されない。これは、データキャリアのイメージ周波数ではスペクトルコンテンツが存在しないことを意味する。

10

## 【 0 0 8 4 】

受信機の直交インバランスの特徴づけは、図3によって開始される。すなわち、 $\underline{G}$ (29)が受信機の入力に提供される信号であり、

## 【 数 3 4 】

$$\bar{\mathbf{d}}$$

が $\underline{G}$ (29)における非ゼロデータキャリアのロケーションであるとき、対応するイメージのロケーション

20

## 【 数 3 5 】

$$\bar{\mathbf{i}}_{\mathbf{d}}$$

において、次式が得られる。

## 【 0 0 8 5 】

## 【 数 3 6 】

$$\underline{\mathbf{G}}[\bar{\mathbf{i}}_{\mathbf{d}}] = \mathbf{0}$$

30

## 【 0 0 8 6 】

したがって、式(4)に基づいて、

## 【 数 3 7 】

$$\underline{\mathbf{R}} = \alpha_{\text{RX}} \cdot \underline{\mathbf{G}} + \beta_{\text{RX}} \cdot \underline{\mathbf{G}}_{\mathbf{m}}^* \quad (20)$$

は、次式に分解されることが可能である。

## 【 0 0 8 7 】

## 【 数 3 8 】

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{R}}[\bar{\mathbf{d}}] &= \alpha_{\text{RX}} \cdot \underline{\mathbf{G}}[\bar{\mathbf{d}}] \\ \underline{\mathbf{R}}[\bar{\mathbf{i}}_{\mathbf{d}}] &= \beta_{\text{RX}} \cdot \underline{\mathbf{G}}_{\mathbf{m}}^*[\bar{\mathbf{i}}_{\mathbf{d}}] = \beta_{\text{RX}} \cdot \underline{\mathbf{G}}^*[\bar{\mathbf{d}}] \end{aligned} \quad (21)$$

40

## 【 0 0 8 8 】

これらの関係式は、上述の条件が満足される限り、任意の信号 $\underline{G}$ (29)に当てはまる。予め与えられたシステムでは、 $\underline{G}$ (29)は式(4)において $\underline{S}$ (23)へ関係づけられ、よって、次式が得られる。

## 【 0 0 8 9 】

【数 3 9】

$$\underline{G}[\underline{d}] = \left( \alpha_{\text{tx}} \cdot \underline{S}[\underline{k}] + \beta_{\text{tx}} \cdot \underline{S}_m^*[\underline{k}] \right) \cdot \underline{CH}[\underline{k}] \quad (22)$$

【0 0 9 0】

ここで、

【数 4 0】

 $\underline{k}$ は、信号  $\underline{S}$  ( 2 3 ) における非ゼロデータキャリアのロケーションであり、

【数 4 1】

 $\underline{d}$ は、信号  $\underline{R}$  ( 2 8 ) における対応するデータロケーションである。

【数 4 2】

 $\underline{f}$ 

がアップコンバージョンとダウンコンバージョンとの間の周波数オフセットを表す場合、次式が得られる。

【0 0 9 1】

【数 4 3】

$$\underline{d} = \underline{k} + \underline{f}$$

【0 0 9 2】

【数 4 4】

 $\underline{k}$ 

の

【数 4 5】

 $\underline{n}$ 

個の値について、受信機の直交インバランスの変数は、次式のように計算することができる。

【0 0 9 3】

【数 4 6】

$$\alpha_{\text{rx}} = \frac{1}{\underline{n}} \sum_{\underline{k}} \frac{\underline{R}[\underline{d}]}{\underline{G}[\underline{d}]} = \frac{1}{\underline{n}} \sum_{\underline{k}} \frac{\underline{R}[\underline{d}]}{\left( \alpha_{\text{tx}} \cdot \underline{S}[\underline{k}] + \beta_{\text{tx}} \cdot \underline{S}_m^*[\underline{k}] \right) \cdot \underline{CH}[\underline{k}]} \quad (23)$$

【数 4 7】

$$\beta_{\text{rx}} = \frac{1}{\underline{n}} \sum_{\underline{k}} \frac{\underline{R}[\underline{i}_d]}{\underline{G}^*[\underline{d}]} = \frac{1}{\underline{n}} \sum_{\underline{k}} \frac{\underline{R}[\underline{i}_d]}{\left( \alpha_{\text{tx}}^* \cdot \underline{S}^*[\underline{k}] + \beta_{\text{tx}}^* \cdot \underline{S}_m[\underline{k}] \right) \cdot \underline{CH}^*[\underline{k}]} \quad (24)$$

【0 0 9 4】

【数 4 8】

 $\underline{n}$ 

の増加する値は、特徴づけの精度を高めることに留意されたい。

【0 0 9 5】

10

20

30

40

50

先に述べたように、キャリアフィードスルーは、送信機経路に沿った不完全性の集合に起因して生じる。特徴づけにとって、これらの不完全性の各々の起源及び寄与は無関係であり、関係するのは、その全体的な効果（搬送波周波数における望ましくないトーン）である。本明細書で提案している特徴づけは、理論的には様々な不完全性をまとめて1つの不完全性、すなわちベースバンド信号  $\underline{S}[c]$  (23) における複素直流オフセット  $\delta_{CFT}$  にする。

【0096】

図3において、望ましくないキャリアトーンは

【数49】

$$\underline{Ri}[c]$$

10

(27) で表される。ここで、

【数50】

$$\underline{c}$$

は、直流キャリアのロケーションを示す。

【数51】

$$\underline{Ri}[c]$$

20

(27) に基づいて、式(5) から等価なベースバンド複素直流オフセット  $\delta_{CFT}$  が計算され、次式が得られる。

【0097】

【数52】

$$\underline{Ri}[c] = \left( \alpha_{tx} \cdot \left( \underline{S}[c] + \delta_{CFT} \right) + \beta_{tx} \cdot \left( \underline{S}[c] + \delta_{CFT} \right)^* \right) \cdot \underline{CH}[c] \quad (25)$$

【0098】

ここで、次式を抽出することができる。

【0099】

【数53】

$$\delta_{CFT} = \frac{\alpha_{tx}^* \cdot \frac{\underline{Ri}[c]}{\underline{CH}[c]} - \beta_{tx} \cdot \left( \frac{\underline{Ri}[c]}{\underline{CH}[c]} \right)^*}{|\alpha_{tx}|^2 - |\beta_{tx}|^2} - \underline{S}[c] \quad (26)$$

【0100】

トレーニングシンボルは、一般に直流を含まないことから、次式が得られる。

【0101】

【数54】

$$\underline{S}[c] = 0$$

【0102】

自己混合に起因する受信機の直流オフセットに関わる主たる問題点は、直流オフセットがミキサの出力に存在し、よって、可変利得 (VGA) ステージより前に存在し、これにより、受信機の利得及び線形性性能が極度に制限される場合があることにある。この性能

50

低下を回避する唯一のオプションは、その特有のロケーションにおける直流オフセットを除去することである。ハイパスフィルタの挿入も1つの解決法であろうが、実装の面で実現不可能である。本明細書で提案する、かつ図4に示す解決法は、デジタル式に発生される複素直流オフセット  $\overline{dc_{comp}}(31)$  を追加して受信機の直流オフセットを補償するというものである。較正上の難題は、VGAの入力における残りの直流オフセットを排除する最適な  $\overline{dc_{comp}}(31)$  を効率的に発見することに依存する。

【0103】

提案している較正方法は任意の信号に適用されるが、(少なくとも)2つの結果的な信号捕捉を必要とする。第1の信号捕捉の間、デジタルオフセットは、最初の直流オフセットが次式に等しくなるように印加されない。

【0104】

【数55】

$$\underline{R[\underline{c}]} = \underline{dc_i}$$

【0105】

ここで、

【数56】

$$\overline{c}$$

は、直流キャリアのロケーションを示す。第2の信号捕捉の間は、任意のオフセット  $\overline{dc_{comp}}(31)$  が印加され、捕捉される直流オフセットは、次式に等しい。

【0106】

【数57】

$$\underline{R[\underline{c}]} = \underline{dc_e}$$

【0107】

一般に、これは、次式のように記すことができる。

【0108】

【数58】

$$\underline{dc_e} = \underline{dc_i} + \delta_{\text{comp}} \cdot \overline{M_L} \cdot \overline{e^{j\phi_L}} \quad (27)$$

【0109】

ここで、

【数59】

$$\overline{M_L}$$

及び

【数60】

$$\overline{\phi_L}$$

は、各々DAC-ADCループの大きさの利得及び位相の回転を表し、 $\underline{dc_e}$  及び  $\underline{dc_i}$  から、次式のように計算される。

【0110】

【数61】

$$\overline{M_L} \cdot \overline{e^{j\phi_L}} = \frac{\underline{dc_e} - \underline{dc_i}}{\delta_{\text{comp}}} \quad (28)$$

【0111】

10

20

30

40

50

よって、デジタル領域における複素直流オフセットの補償は、次式のように計算することができる。

【 0 1 1 2 】

【 数 6 2 】

$$0 = dc_i + \delta_{comp} \cdot \overline{M_L} \cdot e^{j\varphi_L} \quad (29)$$

$$\delta_{comp} = - \frac{dc_i}{\overline{M_L} \cdot e^{j\varphi_L}}$$

10

【 0 1 1 3 】

送信機及び受信機の非理想性が特徴づけられると、この情報は、送信機及び受信機のシステムの性能を最適化するために使用される。この最適化は、各々送信機及び受信機内におけるベースバンドの時間領域の信号のデジタル式の事前補償及び事後補償によって達成される。

【 0 1 1 4 】

この補償のデジタル領域における適用は、アナログ回路を追加する必要なしに安定した、かつ容易な実装を可能にし、これに対して、時間領域におけるその適用は、任意のデータストリームの補償をそのモード又は変調方法に関わりなく可能にする。

20

【 0 1 1 5 】

事前補償は、RF送信機の出力における信号品質を、そのベースバンド入力信号を非理想送信機の特徴とは逆に操作することによって高める。この時点で、直交インバランス及びキャリアフィードスルーについて、この逆関係が決定される。

【 0 1 1 6 】

図5は、その直交インバランスの事前補償(42)を含む送信機(41)を示すブロック図である。 $\underline{x}_{tx}$ (43)は入力ベースバンドデータストリームであり、 $\underline{y}_{tx}$ (44)は事前補償されたベースバンド信号であり、 $\underline{z}_{tx}$ (45)は(理想化された)送信機の出力である。

【 0 1 1 7 】

式(1)に基づいて、時間領域の信号で表される直交インバランスは、次式に等しい。

30

【 0 1 1 8 】

【 数 6 3 】

$$\underline{z}_{tx} = \alpha_{tx} \cdot \underline{y}_{tx} + \beta_{tx} \cdot \underline{y}_{tx}^* \quad (30)$$

【 0 1 1 9 】

事前補償は、 $\underline{x}_{tx} = \underline{z}_{tx}$ であるような $\underline{y}_{tx}$ (44)を目指す。したがって、事前補償の関係式は、次式のように抽出されることが可能である。

【 0 1 2 0 】

【 数 6 4 】

$$\underline{y}_{tx} = \frac{\alpha_{tx}^* \cdot \underline{x}_{tx} - \beta_{tx} \cdot \underline{x}_{tx}^*}{|\alpha_{tx}|^2 - |\beta_{tx}|^2} \quad (31)$$

40

【 0 1 2 1 】

キャリアフィードスルーを補償するために、キャリアフィードスルーの特徴づけから達成される $c_{FT}$ (51)が、直交インバランスの事前補償(42)の後に減算される。よって、最終的な事前補償アーキテクチャ(52)を図6に示す。

【 0 1 2 2 】

事後補償は、ベースバンド受信機の出力における信号品質を、この信号を非理想受信機

50

の特徴とは逆に操作することによって高める。この時点で、この逆関係が決定される。図7は、その直交インバランスの事後補償(62)を含む受信機(61)を示すブロック図である。 $\underline{x}_{rx}$ (63)は入力RF信号であり、 $\underline{y}_{tx}$ (64)はダウンコンバートされたベースバンド信号であり、 $\underline{z}_{tx}$ (65)は(事後補償によって)理想化された受信機の出力である。

【0123】

式(1)に基づいて、時間領域の信号で表される直交インバランスは、次式に等しい。

【0124】

【数65】

$$\underline{y}_{rx} = \alpha_{rx} \cdot \underline{x}_{rx} + \beta_{rx} \cdot \underline{x}_{rx}^* \quad (32)$$

【0125】

事後補償の目的は、 $\underline{x}_{tx} = \underline{z}_{tx}$  であるように、非理想受信機に起因する不完全性を取り除くことである。したがって、事後補償の関係式は、次式のように抽出されることが可能である。

【0126】

【数66】

$$\underline{z}_{rx} = \frac{\alpha_{rx}^* \cdot \underline{y}_{rx} - \beta_{rx} \cdot \underline{y}_{rx}^*}{|\alpha_{rx}|^2 - |\beta_{rx}|^2} \quad (33)$$

【0127】

よって、最終的な事後補償アーキテクチャ(71)は図8のようになる。

【0128】

式(31)と式(33)とは類似していることから、デジタル領域において同じ実装を使用することができる。

【0129】

提案している較正を可能にするトランシーバのブロック図を図9に示す。このアーキテクチャは、下記のブロックを含む。

・送信機(81)及び受信機(82)：同一チップ上へ実装されない/部分的に実装される/完全に実装される、かつ異なる周波数で同時に動作できる(FDDシステム等)、従来型のダイレクトコンバージョンモジュール。

・アンテナインタフェース(83)：これは、その伝統的な目的以外に、送信機の出力と受信機の入力との間にアクティブかつ構成可能なカップリングを埋め込むことも可能である。このカップリングは必須ではなく、目的とされる較正には、「寄生」カップリングで通常は十分である。

・分解(84)/特徴づけ(85)：先に述べたように、「理想受信機」の信号を抽出しかつ特徴づけアルゴリズムを適用するデジタルブロック。

・制御(86)：完全な較正、システム構成、アップ/ダウンコンバージョン周波数の発生、及び特徴づけられるパラメータの補償ブロックへの転送を習得する。

【0130】

アナログの観点からは、追加のハードウェア/回路を回避できることから、これまでに述べたようなトランシーバはどれも予め与えられたアーキテクチャで較正されることが可能である。周波数合成器は、トランシーバではなく制御ユニット(86)の一部であると考えられている点に留意されたい。マルチモードトランシーバでは、これらの合成器はトランシーバの一部であるとされる。

【0131】

特徴づけは、不連続な時間的な事例において、すなわち、システムの起動時、モードのハンドオーバー時、及び/又はシステム定義の時間的な事例において実行されることが示唆され、補償パラメータを更新する。主として環境条件への対応である追加的なランタイム

10

20

30

40

50

の較正も、依然として適用可能である。

【 0 1 3 2 】

較正は規格準拠のデータパッケージ内に存在するトレーニングシンボルで動作することから、較正は、システムが動作可能に維持されるようにスケジュールされることが可能である。すなわち、送信されるデータパッケージは、較正モードで構成される受信機へ簡単に接続される。したがって、有効データは送信されるが、送信機及び受信機の双方の非理想性は較正される。

【 0 1 3 3 】

しかしながら、予め与えられた較正スケジュールは、少しの間、最適なシステム性能を低下させる場合もある。システムが起動時又はモードのハンドオーバー時に較正されると、送信機の非理想性に関する最新情報を入手できず、よって、非理想的に補償されたデータが送信される場合もある。以下、起動時及びモードのハンドオーバー時の代替の較正スケジュールの可能性について述べる。

10

【 0 1 3 4 】

MIMOシステムにおけるモードのハンドオーバー時の最も適切な較正スケジュールは、異なるトランシーバを段階的に較正して新しいモードへ切り換えると同時に、残りのトランシーバを元のモードで動作可能に保つことである。このようにして、システムは動作可能に、かつ性能は最適に保たれる。

【 0 1 3 5 】

起動時には、システムのセットアップに十分な時間を利用することができる。トランシーバの較正に、この時間のほんの一部を当てることも可能であり、すなわち、送信機 - 受信機ループへ単一のトレーニングシンボルを転送するだけで十分である。MIMOシステムの場合、すべてのトランシーバの較正は並行してスケジュールされる。

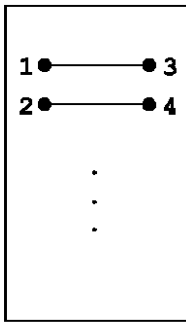
20

【 0 1 3 6 】

このダイレクト・コンバージョン・トランシーバの例において提案している特徴づけは、単一のトレーニングシンボルに対して実行される。受信機の直交インバランス及びキャリアフィードスルーの双方の特徴づけは、送信機の直交の特徴づけで取得される結果を使用することから、これらは、送信機の直交の特徴づけの後にスケジュールされることが好適である。受信機の直流オフセットの特徴づけは、他から独立してスケジュールされることが可能である。対応する非理想性が特徴づけられると、これらは、後続のシンボルを事前/事後補償するパラメータを直接的に更新することができる。

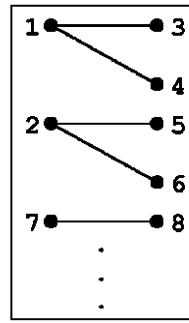
30

【 図 1 ( a ) 】



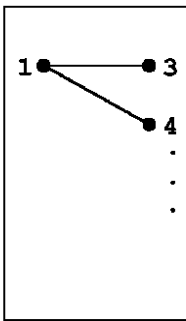
(a)

【 図 1 ( c ) 】



(c)

【 図 1 ( b ) 】



(b)

【 図 2 】

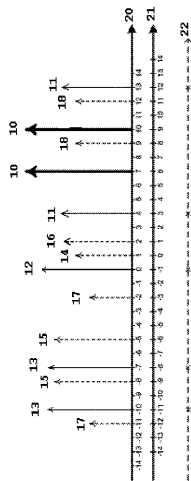
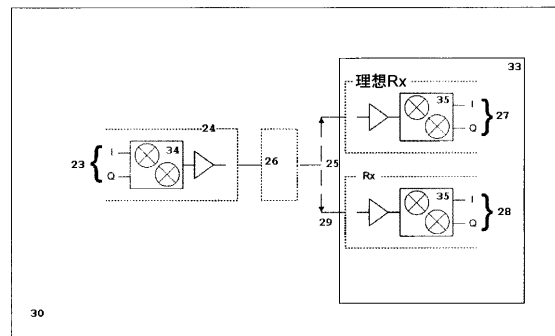
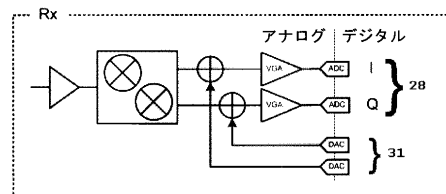


Fig.2

【 図 3 】



【 図 4 】



【 図 5 】

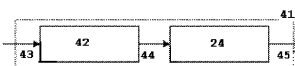


Fig.5

【 図 6 】

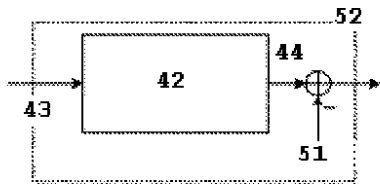


Fig.6

【 図 7 】

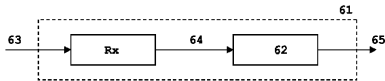


Fig.7

【 図 8 】

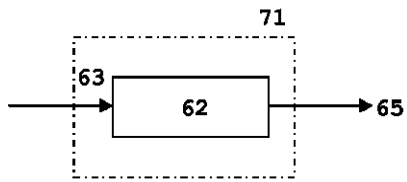


Fig.8

【 図 9 】

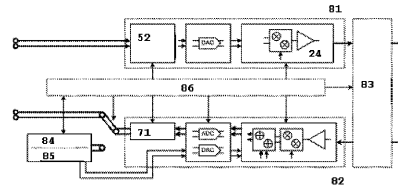


Fig.9

---

フロントページの続き

(74)代理人 100125874

弁理士 川端 純市

(72)発明者 ビョルン・デバイリー

ベルギー、ベール - 8434 ウェステンデ、ホーフェニエルスタート23番

審査官 彦田 克文

(56)参考文献 特開2001-203609(JP,A)

特開2001-339452(JP,A)

特開2006-311056(JP,A)

特開2001-203772(JP,A)

特開2008-098973(JP,A)

特開2008-005357(JP,A)

米国特許出願公開第2006/0034356(US,A1)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04L 27/00

H04B 1/40

H04J 99/00

H04L 27/18