

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2016-195331

(P2016-195331A)

(43) 公開日 平成28年11月17日(2016.11.17)

(51) Int.Cl.

HO1Q	3/26	(2006.01)
HO1Q	21/06	(2006.01)
HO4B	7/10	(2006.01)
HO4B	7/04	(2006.01)
HO4B	17/11	(2015.01)

F 1

HO1Q	3/26
HO1Q	21/06
HO4B	7/10
HO4B	7/04
HO4B	17/11

Z

テーマコード(参考)

5 J O 2 1

5 K 1 5 9

A

審査請求 未請求 請求項の数 6 O L (全 24 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号

特願2015-74413(P2015-74413)

(22) 出願日

平成27年3月31日(2015.3.31)

(71) 出願人 390019839

三星電子株式会社

Samsung Electronics
Co., Ltd.大韓民国京畿道水原市靈通区三星路129
129, Samsung-ro, Yeongtong-gu, Suwon-si, Gyeonggi-do, Republic
of Korea

(71) 出願人 304027279

国立大学法人 新潟大学

新潟県新潟市西区五十嵐2の町8050番
地

(74) 代理人 100133400

弁理士 阿部 達彦

最終頁に続く

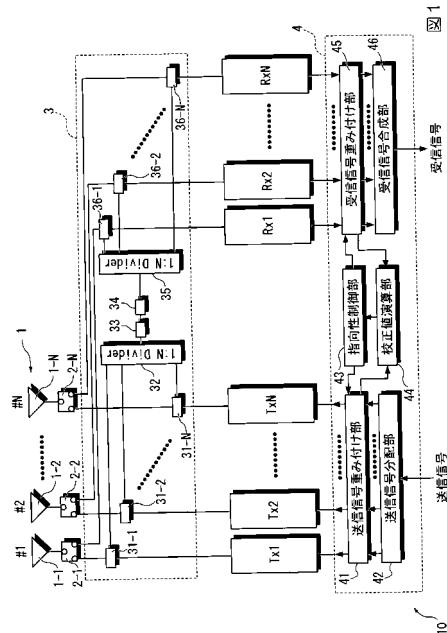
(54) 【発明の名称】アレーアンテナ送受信装置及び校正値算出方法

(57) 【要約】

【課題】キャリブレーション手順の繰り返しの処理回数を削減するアレーアンテナ送受信装置を提供する。

【解決手段】N個のアンテナ素子で構成されるアレーアンテナと、N個の送信機と、N個の受信機と、各アンテナ素子に送信機及び受信機をそれぞれ接続する接続部と、複数の送信機へそれぞれ入力される信号又は複数の受信機からそれぞれ出力された信号の少なくとも一方に対して振幅及び位相の重み付けを行ってアレーアンテナの放射パターンを制御する指向性制御部とを備え、N個の送信機のそれぞれの出力から信号の一部分を分岐して取り出すN個の分岐部と、N個の分岐された信号を合成する合成部と、合成した信号を前記受信機の各々に分配する分配部と、N個の受信機が合成部及び分配部を通して受信した各受信信号に基づいて、アンテナ素子の各々のプランチの振幅及び位相の校正値を求める校正値演算部とを備える。

【選択図】図1



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

2 以上の N 個のアンテナ素子で構成されるアレーアンテナと、
 前記各アンテナ素子にそれぞれ対応した N 個の送信機と、
 前記各アンテナ素子にそれぞれ対応した N 個の受信機と、
 前記各アンテナ素子に前記送信機及び前記受信機をそれぞれ接続する接続部と、
 前記複数の送信機へそれぞれ入力される信号又は前記複数の受信機からそれぞれ出力された信号の少なくとも一方に対して振幅及び位相の重み付けを行って前記アレーアンテナの放射パターンを制御する指向性制御部と、
 を備えるアレーアンテナ送受信装置において、
 N 個の前記送信機のそれぞれの出力から信号の一部分を分岐して取り出す N 個の分岐部と、
 前記 N 個の分岐された信号を合成する合成功部と、
 前記合成した信号を前記受信機の各々に分配する分配部と、
 前記 N 個の受信機が前記合成功部及び前記分配部を通して受信した各受信信号に基づいて、前記アンテナ素子の各々のブランチの振幅及び位相の校正值を求める校正值演算部とを備えるアレーアンテナ送受信装置。

10

【請求項 2】

可変アッテネータとスイッチとを直列に接続した直列回路を、前記合成功部と前記分配部との間に、
 さらに備える請求項 1 に記載のアレーアンテナ送受信装置。

20

【請求項 3】

前記直列回路の出力と所定の発振器の出力とを混合するミキサを、前記合成功部と前記分配部との間に、

さらに備える請求項 2 に記載のアレーアンテナ送受信装置。

【請求項 4】

前記校正值演算部が、前記送信機から送信された所定の送信信号を、前記合成功部及び前記分配部を通して前記 N 個の受信機の各々で受信した各受信信号に基づいて、前記校正值を求める

請求項 1 から 3 のいずれか 1 項に記載のアレーアンテナ送受信装置。

30

【請求項 5】

前記校正值演算部が、前記送信機から送信された任意の送信信号を、前記合成功部及び前記分配部を通して前記 N 個の受信機の各々で、複数サンプル分受信した各受信信号に基づいて、前記校正值を求める

請求項 1 から 3 のいずれか 1 項に記載のアレーアンテナ送受信装置。

【請求項 6】

2 以上の N 個のアンテナ素子で構成されるアレーアンテナと、
 前記各アンテナ素子にそれぞれ対応した N 個の送信機と、
 前記各アンテナ素子にそれぞれ対応した N 個の受信機と、
 前記各アンテナ素子に前記送信機及び前記受信機をそれぞれ接続する接続部と、
 前記複数の送信機へそれぞれ入力される信号又は前記複数の受信機からそれぞれ出力された信号の少なくとも一方に対して振幅及び位相の重み付けを行って前記アレーアンテナの放射パターンを制御する指向性制御部と、
 N 個の前記送信機のそれぞれの出力から信号の一部分を分岐して取り出す N 個の分岐部と、

40

前記 N 個の分岐された信号を合成する合成功部と、

前記合成した信号を前記受信機の各々に分配する分配部とを備えるアレーアンテナ送受信装置において、

校正值演算部によって、前記 N 個の受信機が前記合成功部及び前記分配部を通して受信した各受信信号に基づいて、前記アンテナ素子の各々のブランチの振幅及び位相の校正值を

50

求める

校正值算出方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、アレーアンテナ送受信装置及び校正值算出方法に関する。

【背景技術】

【0002】

近年、限られた周波数帯域で高い周波数利用効率を実現するために、MIMO (Multiple Input Multiple Output) やマルチユーザMIMOが注目されている。MIMO通信を実現するためには、基地局と端末の間で伝搬チャネル応答 (Channel State Information ; CSI) を取得する必要がある。10

【0003】

端末UTから基地局BSにCSIをフィードバックすることでCSIを取得する手法の一例を図8に示す。図8に示した手法では、CSI推定用信号を基地局BSから端末UTに送信するステップS21と、CSI推定用信号を端末UTから基地局BSへフィードバックするステップS22との各手順をへて通信が開始できる(ステップS23)。図8に示した手法では、CSIのフィードバックによって、送信機と受信機との個体差(つまり振幅と位相誤差)を含めてCSI推定を実現することができる。この手法では、CSI推定用信号の送受信回数が、基地局BSのアンテナ数(すなわちアンテナ素子数)に依存して増加する。基地局BSのアンテナ素子数や基地局BSが通信するユーザ数が増加すると、CSIフィードバックの情報量が多くなり、通信効率が大きく低下することが問題となる。20

【0004】

なお、図8において、基地局BSは、N個のアンテナ素子201-1～201-Nで構成されたアレーアンテナ201と、各アンテナ素子201-1～201-Nに対応した各N個の送信機Tx1～TxN及び受信機Rx1～RxNとを備える。さらに、基地局BSは、各アンテナ素子201-1～201-Nに送信機Tx1～TxN及び受信機Rx1～RxNをそれぞれ接続するN個のサーチュレータ205-1～205-Nと、制御部206とを備える。また、端末UTは、アンテナ101と、制御部107とを備える。なお、以下では、送信機Tx1～TxNを送信機#1～#N、受信機Rx1～RxNを受信機#1～#N、また、送信機Tx1～TxNと受信機Rx1～RxNとの組み合わせを送受信機#1～#Nとも表記する。30

【0005】

上記の問題を解決する手段を図9に示した。図9に示した構成は、CSIフィードバックを行わない構成である。図9において図8に示したものと同一の構成には同一の符号を用いて説明を省略する。図9に示した構成では、端末UTから基地局BSに対して所定の上り信号が送信され(ステップS31)、次に、基地局BTで受信した信号に基づいて上りCSIが推定される(ステップS32)。そして、基地局BTと端末UTとの間で通信が開始される(ステップS33)。図9に示した構成では、端末UTから基地局BSに対してCSI推定用の制御信号を送るだけであり、通信効率は基地局BSのアンテナ素子数に依存しない。さらに、CSIフィードバックが不要となり、図8に示した方法よりも通信効率が大きく向上する。しかし、図9に示した方法では、基地局BSが備える送受信機の伝達関数(T_k, R_k)の個体差を補正するため、校正值を算出することが必要となる。40

【0006】

なお、本願では、ブランチ間の位相差及び振幅差を補正するために、あるブランチを基準として他のブランチを位相及び振幅を補正するために用いる値を校正值と呼ぶ。図9に示した構成において校正值は、例えば、各送受信機の伝達関数に基づくT_k/R_kのブランチ間の比として求めることができる。ここで、T_kはk番目の送信機Txkの伝達関数50

であり、 R_k は k 番目の受信機 $R \times k$ の伝達関数である。ただし、 $k = 1 \sim N$ であり、 N はアレーアンテナの素子数である。また、伝達関数 T_k 及び R_k はそれぞれ複素振幅であり、位相成分と振幅成分とを含む。例えば送受信機 #1 を基準とする送受信機 #2 の校正値は、 T_2 / R_2 を T_1 / R_1 で除算した値とすることができる。なお、校正値を求める際に比較対象とした値（この例では T_k / R_k ）を比較対象値と呼ぶ。

【0007】

校正値に基づく補正を実現する手法としては、大きくわけて以下の 2 種類の手法が提案されている。

【0008】

手法 1 は、基地局 BS と端末 UT が通信開始まえに例えれば一度、あらかじめ双方向で CSI を取得し、その差分を校正値とする手法である。しかし、この手法では、端末 UT が移動する場合や、屋外のように伝搬環境が時々刻々と変化する場合では、校正値が安定して取得できない可能性がある。

10

【0009】

手法 2 では、基地局 BS 内で送信信号の一部を受信側に帰還するため、例えば図 10 に示す 2 個のループ Loop A 及び Loop B を用いることで校正値を取得する。手法 2 は一切の外部装置を用いることなく、校正値を取得できるため、基地局 BS が設置する場所や周辺の環境に依存しない利点を有する。

20

【0010】

図 10 に示した構成において、基地局 BS は、少なくとも 2 個のアンテナ素子 301-1 及び 301-2 を有するアレーアンテナ 301 と、アンテナ素子 301-1 とアンテナ素子 301-2 にそれぞれ対応する送信機 $T \times 1$ 及び受信機 $R \times 1$ と送信機 $T \times 2$ 及び受信機 $R \times 2$ とを備える。また、基地局 BS は、アンテナ素子 301-1 又は 301-2 に送信機 $T \times 1$ 若しくは受信機 $R \times 1$ 又は送信機 $T \times 2$ 若しくは受信機 $R \times 2$ を選択的に接続する TDD (Time Division Duplex) スイッチ 302-1 及び 302-2 を備える。さらに、基地局 BS は、送信機 $T \times 1$ の送信信号の一部を受信機 $R \times 2$ へ帰還するためのディレクショナルカプラ（方向性結合器）303-1 と、送信機 $T \times 2$ の送信信号の一部を受信機 $R \times 1$ へ帰還するためのディレクショナルカプラ 303-2 を備える。図 10 に示した構成において、図示していない分配器等を用いて、送信機 $T \times 1$ の送信信号の一部を受信機 $R \times 2$ へ帰還するループがループ Loop A である。また、送信機 $T \times 2$ の送信信号の一部を受信機 $R \times 1$ へ帰還するループがループ Loop B である。

30

【0011】

次に、図 10 に示した構成において、校正値を、各送受信機に対応した値 T_k / R_k の比として求める場合について説明する。図 10 に示した構成において、ループ Loop A の伝達関数 L_A 及びループ Loop B の伝達関数 L_B は次のように表すことができる。

40

【0012】

【数 1】

$$L_A = T_1 R_2$$

$$L_B = T_2 R_1$$

40

【0013】

ここで、 T_1 及び T_2 は送信機 $T \times 1$ 及 $T \times 2$ の伝達関数、 R_1 及び R_2 は受信機 $R \times 1$ 及 $R \times 2$ の伝達関数である。

【0014】

伝達関数 L_A 及び伝達関数 L_B と、送受信機 #1 を基準とした送受信機 #2 の校正値 $D_{2,1}$ との関係は次のように表すことができる。

50

【0015】

【数2】

$$D_{2,1} = \frac{L_B}{L_A} = \frac{T_2 R_1}{T_1 R_2} = \frac{T_2/R_2}{T_1/R_1}$$

【0016】

この式は、送受信機#2（送信機Tx2及び受信機Rx2の組み合わせ）の比較対象値 T_2/R_2 を、送受信機#1（送信機Tx1及び受信機Rx1の組み合わせ）の比較対象値 T_1/R_1 で除した値が、送受信機#1を基準とした送受信機#2の校正值 $D_{2,1}$ となることを表している。

10

【0017】

なお、手法2では、基地局BSのアンテナ素子数Nが増加した場合に構成が複雑化するのを避けるため、図11に示す手法2aが提案されている。この手法2aでは、隣接素子間で比較対象値を求めるために、LoopA、LoopB等の複数のループを構成する。この構成では、隣接素子間で比較対象値を求めるために設けたスイッチ304-2、304-3等を2分岐スイッチのみで実現できる利点がある。

20

【0018】

なお、図11に示した構成において、基地局BSは、アンテナ素子301-2、301-3等の複数のアンテナ素子を有するアレーアンテナ301と、アンテナ素子301-2、301-3等にそれぞれ対応する複数の送信機Tx2及び受信機Rx2、送信機Tx3及び受信機Rx3等とを備える。また、基地局BSは、送信機Tx2又は受信機Rx2をアンテナ素子301-2に選択的に接続するTDDスイッチ302-2、送信機Tx3又は受信機Rx3をアンテナ素子301-3に選択的に接続するTDDスイッチ302-3等を備える。さらに、基地局BSは、送信機Tx2の送信信号の一部を受信機Rx3又はRx1へ帰還するためのスイッチ304-2、送信機Tx3の送信信号の一部を受信機Rx2又はRx4へ帰還するためのスイッチ304-3等を備える。図11に示した構成において、送信機Tx2の送信信号の一部を受信機Rx3へ帰還するループがLoopAである。また、送信機Tx3の送信信号の一部を受信機Rx2へ帰還するループがLoopBである。

30

【0019】

T_k をk番目の送信機Txkの伝達関数、 R_k をk番目の受信機Rxkの伝達関数とすると、ループLoopAの伝達関数は $T_2 R_3$ 、ループLoopBの伝達関数は $T_3 R_2$ と表すことができる。

40

【0020】

この場合、送受信機#2を基準とした送受信機#3の校正值 $D_{3,2}$ は、次式で表すことができる。

【0021】

【数3】

$$D_{3,2} = \frac{T_3 R_2}{T_2 R_3}$$

【0022】

また、送受信機#1を基準とした送受信機#3の校正值 $D_{3,1}$ は、送受信機#2を基準とした送受信機#3の校正值 $D_{3,2}$ と、送受信機#1を基準とした送受信機#2の校正值 $D_{2,1}$ とから、次式で求めることができる。

50

【0023】

【数4】

$$\begin{aligned} D_{3,1} &= D_{3,2} \cdot D_{2,1} \\ &= \frac{T_3 R_2}{T_2 R_3} \cdot \frac{T_2 R_2}{T_1 R_2} \\ &= \frac{T_3 R_1}{T_1 R_3} \end{aligned}$$

10

【0024】

上述したように、手法2又は手法2aでは、外部装置を用いることなく、比較対象値を取得できるため、基地局BSが設置する場所や周辺の環境に依存しない利点を有する。しかしながら、手法2又は手法2aでは、以下の点に関する問題が存在する。

【0025】

すなわち、例えば、送信機Txが基準とするため、必ず複数回のキャリブレーション手順を必要とする。特に手法2aでは、隣接素子で比較対象値を求めるため、ある装置で誤差が発生した場合、その値が蓄積するといった問題が生じる。

20

【0026】

また、送信機Txが送信する送信信号の電力と、受信機Rxが受信できる受信信号の電力が異なる場合でも、送信機Txの出力する電力を用いて、装置間におけるキャリブレーションを行う必要があるが、手法2及び手法2aではこの対策がない。

同様に、CSIを用いてアレーランテナで送信ビーム形成を行う際、アンテナ毎には異なる電力の重みづけが行われる。装置毎に電力が異なる場合、異なった電力を用いて装置間におけるキャリブレーションを行う必要があるが、手法2及び手法2aではこの対策がない。

【0027】

また、手法2及び手法2aでは送受のアイソレーションの確保、キャリブレーションを行わない場合の対策は検討されていない。

30

【先行技術文献】

【特許文献】

【0028】

【特許文献1】米国特許第6735182号明細書

【特許文献2】特開2000-216618号公報

【非特許文献】

【0029】

【非特許文献1】K. Nishimori, et al., "Automatic calibration method using transmitting signals of an adaptive array for TDD systems", IEEE Trans. Veh. Tech., vol. 50, no. 6, Nov. 2001.

40

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0030】

本発明は、上記の事情を考慮してなされたものであり、上記の課題を解決することができるアレーランテナ送受信装置及び校正値算出方法を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0031】

上記課題を解決するため、本発明のアレーランテナ送受信装置は、2以上のN個のアンテナ素子で構成されるアレーランテナと、前記各アンテナ素子にそれぞれ対応したN個の

50

送信機と、前記各アンテナ素子にそれぞれ対応したN個の受信機と、前記各アンテナ素子に前記送信機及び前記受信機をそれぞれ接続する接続部と、前記複数の送信機へそれぞれ入力される信号又は前記複数の受信機からそれぞれ出力された信号の少なくとも一方に対して振幅及び位相の重み付けを行って前記アレーアンテナの放射パターンを制御する指向性制御部と、を備えるアレーアンテナ送受信装置において、N個の前記送信機のそれぞれの出力から信号の一部分を分岐して取り出すN個の分岐部と、前記N個の分岐された信号を合成する合成部と、前記合成した信号を前記受信機の各々に分配する分配部と、前記N個の受信機が前記合成部及び前記分配部を通して受信した各受信信号に基づいて、前記アンテナ素子の各々のブランチの振幅及び位相の校正值を求める校正值演算部とを備える。

【0032】

また、本発明の他のアレーアンテナ送受信装置は、可変アッテネータとスイッチとを直列に接続した直列回路を、前記合成部と前記分配部との間に、さらに備える。

【0033】

また、本発明の他のアレーアンテナ送受信装置は、前記直列回路の出力と所定の発振器の出力とを混合するミキサを、前記合成部と前記分配部との間に、さらに備える。

【0034】

また、本発明の他のアレーアンテナ送受信装置は、前記校正值演算部が、前記送信機から送信された所定の送信信号を、前記合成部及び前記分配部を通して前記N個の受信機の各々で受信した各受信信号に基づいて、前記校正值を求める。

【0035】

また、本発明の他のアレーアンテナ送受信装置は、前記校正值演算部が、前記送信機から送信された任意の送信信号を、前記合成部及び前記分配部を通して前記N個の受信機の各々で、複数サンプル分受信した各受信信号に基づいて、前記校正值を求める。

【0036】

また、本発明の校正值算出方法は、2以上のN個のアンテナ素子で構成されるアレーアンテナと、前記各アンテナ素子にそれぞれ対応したN個の送信機と、前記各アンテナ素子にそれぞれ対応したN個の受信機と、前記各アンテナ素子に前記送信機及び前記受信機をそれぞれ接続する接続部と、前記複数の送信機へそれぞれ入力される信号又は前記複数の受信機からそれぞれ出力された信号の少なくとも一方に対して振幅及び位相の重み付けを行って前記アレーアンテナの放射パターンを制御する指向性制御部と、N個の前記送信機のそれぞれの出力から信号の一部分を分岐して取り出すN個の分岐部と、前記N個の分岐された信号を合成する合成部と、前記合成した信号を前記受信機の各々に分配する分配部とを備えるアレーアンテナ送受信装置において、校正值演算部によって、前記N個の受信機が前記合成部及び前記分配部を通して受信した各受信信号に基づいて、前記アンテナ素子の各々のブランチの振幅及び位相の校正值を求める。

【発明の効果】

【0037】

本発明によれば、合成部と分配部とを用いることで、送信機が送信した信号を複数の受信機で同時に受信することができる。よって、キャリブレーション手順の繰り返しの処理回数を容易に削減でき、また、誤差が累積されることを容易に避けることができる。

【図面の簡単な説明】

【0038】

【図1】本発明の第1の実施形態の構成例を説明するためのブロック図である。

【図2】本発明の第1の実施形態の動作例を説明するためのフローチャートである。

【図3】本発明の第1の実施形態の動作例を説明するための説明図である。

【図4】本発明の第1の実施形態の動作例を説明するための説明図である。

【図5】本発明の第2の実施形態の構成例を説明するためのブロック図である。

【図6】本発明の第1及び第2の実施形態の効果を説明するための特性図である。

【図7】本発明の第3の実施形態の動作例を説明するためのフローチャートである。

【図8】本発明の背景技術を説明するためのブロック図である。

10

20

30

40

50

【図9】本発明の背景技術を説明するためのブロック図である。

【図10】本発明の背景技術を説明するためのブロック図である。

【図11】本発明の背景技術を説明するためのブロック図である。

【発明を実施するための形態】

【0039】

(第1の実施形態)

以下、図面を参照して本発明の第1の実施形態について説明する。図1は、本発明の第1の実施形態の構成例を説明するためのブロック図である。図1に示したアレーアンテナ送受信装置10は、TDDによる通信を行う。すなわち、アレーアンテナ送受信装置10は、送受信を、時分割でかつ送受信で同一周波数を用いて実行する。図1に示したアレーアンテナ送受信装置10は、アレーアンテナ1と、N個のTDDスイッチ2-1～2-Nと、キャリブレーション回路3と、N個の送信機Tx1～TxNと、N個の受信機Rx1～RxNと、信号処理回路4とを備える。キャリブレーション回路3は、N個のディレクショナルカプラ31-1～31-Nと、1対Nのデバイダ(N入力1出力の合成器)32と、可変アッテネータ33と、ON/OFFスイッチ34と、1対Nのデバイダ(1入力N出力の分配器)35と、N個のデバイダ36-1～36-Nとを備える。また、信号処理回路4は、送信信号重み付け部41と、送信信号分配部42と、指向性制御部43と、校正演算部44と、受信信号重み付け部45と、受信信号合成部46とを備える。

【0040】

アレーアンテナ1は、所定の並びで配置された2以上のN個のアンテナ素子1-1～1-Nを有する。TDDスイッチ2-1～2-Nは、アンテナ素子1-1～1-Nに対応してそれぞれ設けられている。TDDスイッチ2-1～2-Nは、アンテナ素子1-1～1-Nに対して、ディレクショナルカプラ31-1～31-N又はデバイダ36-1～36-Nを介して、送信機Tx1～TxN又は受信機Rx1～RxNを時分割で接続する。

【0041】

ディレクショナルカプラ31-1～31-Nは、送信機Tx1～TxNの出力を入力し、入力信号の一部をデバイダ32のN個の入力へそれぞれ出力するとともに、入力信号の残部をTDDスイッチ2-1～2-Nの入力端子へそれぞれ出力する。デバイダ36-1～36-Nは、スイッチ2-1～2-Nの各出力端子とデバイダ35の各出力端子とにそれぞれ接続されている。デバイダ36-1～36-Nは、スイッチ2-1～2-Nを介して入力したアンテナ素子1-1～1-Nの出力信号とデバイダ35のN個の出力信号とをそれぞれ合成して、受信機Rx1～RxNに対してそれぞれ出力する。

【0042】

可変アッテネータ33とON/OFFスイッチ34とは、直列回路を構成し、デバイダ32とデバイダ35との間を接続する。可変アッテネータ33は、減衰量を可変可能な減衰器であり、信号処理回路4内の図示していない制御部によって減衰量が制御される。ON/OFFスイッチ34は、オンした場合にデバイダ32とデバイダ35との間の接続を接続状態とし、オフした場合にデバイダ32とデバイダ35との間の接続を絶縁状態とする。

【0043】

送信機Tx1～TxNは、信号処理回路4から入力した各入力信号を增幅し、対応するアンテナ素子1-1～1-Nへ入力する。送信機Tx1～TxNへは、送信信号重み付け部41から出力されたN個の信号がそれぞれ入力される。送信信号重み付け部41は、送信信号分配器42から入力したN個の信号に対して、指向性制御部43の指示に応じて複素数の重み係数を乗算し、その乗算結果を、送信機送信機Tx1～TxNに対して出力する。送信信号分配器42は、図示していない制御部から入力された送信信号を、同一のN個の信号に分配して送信信号重み付け部41に対して入力する。

【0044】

受信機Rx1～RxNは、対応するアンテナ素子1-1～1-Nの各出力信号を增幅し、信号処理回路4へ入力する。受信機Rx1～RxNが出力した信号は、受信信号重み付

10

20

30

40

50

け部 4 5 の N 個の入力へそれぞれ入力される。受信信号重み付け部 4 5 は、受信機 $R \times 1 \sim R \times N$ から入力した N 個の信号に対して、指向性制御部 4 3 の指示に応じて複素数の重み係数を乗算し、その乗算結果を受信信号合成部 4 6 に対して出力する。受信信号合成部 4 6 は、受信信号重み付け部 4 5 が出力した N 個の信号を合成し、1 個の受信信号を出力する。

【 0 0 4 5 】

指向性制御部 4 3 は、複数の送信機 $T \times 1 \sim T \times N$ へそれぞれ入力される信号に対して振幅及び位相の重み付けを行ってアレーアンテナ 1 の放射パターンを制御する。指向性制御部 4 3 は、複数の受信機 $R \times 1 \sim R \times N$ からそれぞれ出力された信号に対して振幅及び位相の重み付けを行ってアレーアンテナ 1 の放射パターンを制御する。その際、指向性制御部 4 3 は、校正值演算部 4 4 が算出したブランチ毎の校正值に基づいて振幅及び位相の重み付けの係数を校正する。

10

【 0 0 4 6 】

校正值演算部 4 4 は、N 個の受信機 $R \times 1 \sim R \times N$ がデバイダ 3 2 (合成部) 及びデバイダ 3 5 (分配部) を通して受信した各受信信号に基づいて、アンテナ素子 1 - 1 ~ 1 - N の各々のブランチの振幅及び位相の校正值を求める。校正值演算部 4 4 は、送信信号重み付け部 4 1 から出力される所定の信号を入力するとともに、受信信号重み付け部 4 5 へ入力された各受信信号を入力する。そして、校正值演算部 4 4 は、これらの入力信号に基づいてブランチ毎に求めた校正值を、指向性制御部 4 3 に対して出力する。

20

【 0 0 4 7 】

次に、図 2 ~ 図 4 を参照して、アレーアンテナ送受信装置 1 0 において校正值を求める際の動作例について説明する。図 2 は、図 1 に示したアレーアンテナ送受信装置 1 0 の動作例を説明するためのフローチャートである。図 3 及び図 4 は、アレーアンテナ送受信装置 1 0 の動作例を説明するための説明図である。図 4 において、送信期間 T_1 及び T_3 はパイロット (Pilot) 信号が送信される期間であり、送信期間 T_2 は送信データ (Data) が送信される期間である。

【 0 0 4 8 】

校正值を求める際、アレーアンテナ送受信装置 1 0 は、アンテナ素子毎に下り C S I 用パイロット信号の送信期間を利用し、各送信機 $T \times 1 \sim T \times N$ から所定の信号を時分割で送信し、送信信号を、キャリブレーション回路 3 を通して各受信機 $R \times 1 \sim R \times N$ で受信する (ステップ S 1)。すなわち、各送信機 $T \times 1 \sim T \times N$ は、図 3 に示したように、所定のパイロット信号を時分割で送信する。なお、このアンテナ素子数 N 回分のパイロット信号の時分割での送信は、図 4 に示したパイロット信号の 1 送信期間 T_1 内で完了できない場合、例えば期間 T_2 のデータ信号の次のパイロット信号の送信期間 T_3 を使い、期間 T_1 と期間 T_3 とに分けて行うことができる。

30

【 0 0 4 9 】

次に、校正值演算部 4 4 が、各送信機 $T \times 1 \sim T \times N$ が送信した信号と、各受信機 $R \times 1 \sim R \times N$ が受信した信号とに基づいて、所定の比較対象値を計算し、計算した比較対象値に基づいて各ブランチの校正值を算出する (ステップ S 2)。ステップ S 2 の処理は、例えば図 4 に示したデータ信号の期間 T_2 内で行うことができる。

40

【 0 0 5 0 】

各送信機 $T \times 1 \sim T \times N$ が送信したパイロット信号を $s(t)$ とすると、伝達関数 $T_1 \sim T_N$ 及び R_k を用いて、送信機 $T \times 1$ が送信した信号を受信機 $R \times k$ が受信した信号である受信信号 $x_{k1}, \dots, \text{送信機 } T \times N \text{ が送信した信号を受信機 } R \times k \text{ が受信した信号である受信信号 } x_{kN}$ は、式 $(1 - 1) \sim (1 - N)$ で表される。ここで、 t は時刻を表す。

【 0 0 5 1 】

【数5】

$$x_{k1} = T_1 R_k s(t) \quad (1-1)$$

$$x_{k2} = T_2 R_k s(t) \quad (1-2)$$

$$\vdots$$

$$x_{kN} = T_N R_k s(t) \quad (1-N)$$

10

【0052】

この構成において比較対象値は、各送受信機の伝達関数に基づく T_k / R_k とすることができる。ここで、 T_k は k 番目の送信機 $T \times k$ の伝達関数であり、 R_k は k 番目の受信機 $R \times k$ の伝達関数である。ただし、 $k = 1 \sim N$ であり、 N はアレーアンテナの素子数である。また、伝達関数 T_k 及び R_k はそれぞれ複素振幅であり、位相成分と振幅成分とを含む複素数である。なお、送信機 $T \times k$ の伝達関数 T_k は送信機 $T \times k$ からデバイダ 3 2 までの伝達関数であり、受信機 $R \times k$ の伝達関数 R_k はデバイダ 3 5 から受信機 $R \times k$ までの伝達関数である。

【0053】

式 (1-1) において $k = 2$ 、式 (1-2) において $k = 1$ とすると、式 (1-1) 及び式 (1-2) は、式 (2-1) 及び式 (2-2) で表される。 20

【0054】

【数6】

$$x_{21} = T_1 R_2 s(t) \quad (2-1)$$

$$x_{12} = T_2 R_1 s(t) \quad (2-2)$$

【0055】

ここで、式 (2-2) を式 (2-1) で除算すると式 (3) となる。式 (3) は、送受信機 # 1 を基準とする送受信機 # 2 の校正值を表している。 30

【0056】

【数7】

$$\frac{x_{12}}{x_{21}} = \frac{T_2 R_1 s(t)}{T_1 R_2 s(t)} = \frac{T_2 / R_2}{T_1 / R_1} \quad (3)$$

【0057】

40

同様に、送受信機 # 1 を基準とする送受信機 # k の校正值は、次のように表すことができる。

【0058】

【数8】

$$\frac{x_{1k}}{x_{k1}} = \frac{T_k R_1 s(t)}{T_1 R_k s(t)} = \frac{T_k / R_k}{T_1 / R_1} \quad (4)$$

$$(k = 2 \sim N)$$

【0059】

10

以上のように、第1の実施形態では、送信信号を受信側に帰還させる場合、スイッチで対象となる受信機を選ばず、デバイダ32を用いて信号が送信される。また、受信側の手前にもデバイダ35が存在する。この構成によれば、送信機と受信機の全ての組合せの伝達関数を同時に得ることができる。

【0060】

10

また、第1の実施形態では、デバイダ32及び35の間に可変アッテネータ33とON/OFFスイッチ34を設けている。可変アッテネータ33は、動作する電力が異なる送受信機間のキャリブレーションの実現のために設けられている。すなわち、例えば、動作する電力が比較的大きな送信機の場合でも、可変アッテネータ33の減衰量を大きくすることで、受信機R×kが飽和動作となるような信号を受信するという問題を防止することができる。なお、可変アッテネータは温度特性などによりその特性が変化するが、キャリブレーションのループで共通となるため、この影響は問題とならない。

20

【0061】

また、ON/OFFスイッチ34はキャリブレーションの処理を動作させない時間にOFFにすることで送信機と受信機との各々の間のアイソレーションを確保するために使用することができる。

【0062】

(第2の実施形態)

30

次に、本発明の第2の実施形態について説明する。図5は、本発明の第2の実施形態の構成例を説明するためのブロック図である。図5に示したアレーアンテナ送受信装置10aは、FDD(Frequency Division Duplex)による通信を行う。すなわち、アレーアンテナ送受信装置10aは、送受信で異なる周波数を用いて、送受信を同時に実行する。図5に示したアレーアンテナ送受信装置10aは、図1に示したアレーアンテナ送受信装置10と比較して次の点が異なる。なお、第2の実施形態において、第1の実施形態のものと同一又は対応する構成には同一の符号を付けて説明を省略する。

【0063】

すなわち、図5に示したアレーアンテナ送受信装置10aは、図1に示したアレーアンテナ送受信装置10が備えるTDDスイッチ2-1~2-Nに代えて、各アンテナ素子1-1~1-Nに対応したサーキュレータ5-1~5-Nを備えている。

【0064】

40

また、図5に示したアレーアンテナ送受信装置10aでは、キャリブレーション回路3a(図1のキャリブレーション回路3に対応)が、新たに、ミキサ37と、発振器38とを備える。すなわち、図5に示したアレーアンテナ送受信装置10aは、ON/OFFスイッチ34と、デバイダ35との間に、可変アッテネータ33とON/OFFスイッチ34からなる直列回路の出力と発振器38の出力とを混合するミキサ37を備えている。送信機T×1~T×Nの送信信号の周波数がf1であり、受信機R×1~R×Nの受信信号の周波数がf2である場合、発振器38の発信周波数をf1-f2とする。この場合、ミキサ37は、周波数f1の入力信号の周波数を、周波数f2に変換してデバイダ35へ出力する。

【0065】

50

次に、アレーアンテナ送受信装置10aにおいて校正值を求める際の動作例について説

明する。アレーアンテナ送受信装置 10 a の基本的な動作は、図 2 を参照して説明したアレーアンテナ送受信装置 10 の動作例を同様である。

【0066】

すなわち、校正值を求める際、アレーアンテナ送受信装置 10 a は、アンテナ素子毎に下り C S I 用パイロット信号の送信期間を利用し、各送信機 $T \times 1 \sim T \times N$ から所定の信号を時分割で送信し、送信信号を、キャリブレーション回路 3 を通して各受信機 $R \times 1 \sim R \times N$ で受信する（図 2 のステップ S1）。

【0067】

次に、校正值演算部 44 が、各送信機 $T \times 1 \sim T \times N$ が送信した信号と、各受信機 $R \times 1 \sim R \times N$ が受信した信号とに基づいて、所定の比較対象値を計算し、計算した比較対象値に基づいて各ブランチの校正值を算出する（ステップ S2）。

10

【0068】

各送信機 $T \times 1 \sim T \times N$ が送信したパイロット信号を $s(t)$ とすると、伝達関数 $T_1 \sim T_N$ 及び R_k を用いて、送信機 $T \times 1$ が送信した信号を受信機 $R \times k$ が受信した信号である受信信号 $x_{k1} \sim x_{kN}$ は、送信機 $T \times N$ が送信した信号を受信機 $R \times k$ が受信した信号である受信信号 x_{kN} は、上述したように、式（1-1）～（1-N）で表される。

20

【0069】

この構成において比較対象値は、例えば、各送信機の伝達関数に基づく T_k / T_1 と、各受信機の伝達関数に基づく R_k / R_1 とすることができます。ここで、 T_k は k 番目の送信機 $T \times k$ の伝達関数であり、 R_k は k 番目の受信機 $R \times k$ の伝達関数である。ただし、 $k = 1 \sim N$ であり、 N はアレーアンテナの素子数である。また、伝達関数 T_k 及び R_k はそれぞれ複素振幅であり、位相成分と振幅成分とを含む。なお、送信機 $T \times k$ の伝達関数 T_k は送信機 $T \times k$ からデバイダ 32 までの伝達関数であり、受信機 $R \times k$ の伝達関数 R_k はデバイダ 35 から受信機 $R \times k$ までの伝達関数である。

20

【0070】

式（1-1）において $k = 1$ 及び $k = 2$ を考えると、式（1-1）は、式（5）及び式（6）で表される。

【0071】

【数9】

30

$$x_{11} = T_1 R_1 s(t) \quad (5)$$

$$x_{21} = T_1 R_2 s(t) \quad (6)$$

【0072】

ここで、式（6）を式（5）で除算すると式（7）となる。式（7）は、受信機 #1 を基準とする受信機 #2 の校正值を表している。

【0073】

【数10】

40

$$\frac{x_{21}}{x_{11}} = \frac{T_1 R_2 s(t)}{T_1 R_1 s(t)} = \frac{R_2}{R_1} \quad (7)$$

【0074】

同様に、式（1-1）において $k = 1$ と $k = 3 \sim N$ まで考えると、式（1-1）は、式（8）及び式（9）で表される。

【0075】

【数11】

$$x_{11} = T_1 R_1 s(t) \quad (8)$$

$$x_{k1} = T_1 R_k s(t) \quad (9)$$

【0076】

これより、受信機 # 1 を基準とする受信機 # k の校正值は、次のように表すことができる。

【0077】

【数12】

$$\frac{x_{k1}}{x_{11}} = \frac{T_1 R_k s(t)}{T_1 R_1 s(t)} = \frac{R_k}{R_1} \quad (10)$$

【0078】

また、式(1-1)及び式(1-2)でそれぞれ $k = 1$ とすると次式(11)及び(12)が得られる。

【0079】

【数13】

$$x_{11} = T_1 R_1 s(t) \quad (11)$$

$$x_{12} = T_2 R_1 s(t) \quad (12)$$

【0080】

ここで、式(12)を式(11)で除算すると式(13)となる。式(13)は、送信機 # 1 を基準とする送信機 # 2 の校正值を表している。

【0081】

【数14】

$$\frac{x_{12}}{x_{11}} = \frac{T_2 R_1 s(t)}{T_1 R_1 s(t)} = \frac{T_2}{T_1} \quad (13)$$

【0082】

同様に、式(1-1)～(1-N)において $k = 1$ とすると、式(1-1)～(1-N)は、式(14)及び式(15)で表される。

【0083】

【数15】

$$x_{11} = T_1 R_1 s(t) \quad (14)$$

$$x_{1k} = T_k R_1 s(t) \quad (15)$$

【0084】

これより、送信機 # 1 を基準とする送信機 # k の校正值は、次のように表すことができる。

10

20

30

40

50

【0085】

【数16】

$$\frac{x_{1k}}{x_{11}} = \frac{T_k R_1 s(t)}{T_1 R_1 s(t)} = \frac{T_k}{T_1} \quad (16)$$

【0086】

以上のように、第2の実施形態において、第1の実施形態と同様に、送信信号を受信側に帰還させる場合、スイッチで対象となる受信機を選ばず、デバイダ32を用いて信号が送信される。また、受信側の手前にもデバイダ35が存在する。この構成によれば、送信機と受信機の全ての組合せの伝達関数を同時に得ることができる。すなわち、すべての校正値を一回の処理で取得可能である。

10

【0087】

また、第2の実施形態の構成のキャリブレーション回路3aは、第1の実施形態のキャリブレーション回路3に対して、ミキサ37と発振器38とを追加した構成であり、第1の実施形態におけるキャリブレーション回路3と同様の構成によりTDD/FDDの双方においてキャリブレーションが実現できる。

20

【0088】

また、送信機と受信機間のレベル差が異なる場合の校正値を可変アッテネータを用いることで補正可能であり、さらにON/OFFスイッチで送受のアイソレーションを確保できる。レベル差は、送信機の送信信号の振幅レベルの電圧範囲と受信機が受信可能な振幅レベルの電圧範囲との差分を示す。したがって、可変アッテネータは、送信機の送信信号の振幅レベルの電圧範囲に比較して、受信機が受信可能な振幅レベルの電圧範囲が低い電圧に制限されている場合、送信信号の振幅レベルを受信機が受信可能な振幅レベルの電圧範囲内に低下させるために用いられる。

20

【0089】

なお、第1の実施形態においても第2の実施形態と同様に、比較対象値を、例えば、各送信機の伝達関数に基づく T_k / T_1 と、各受信機の伝達関数に基づく R_k / R_1 とすることができる。

30

【0090】

次に、図6を参照して第1及び第2の実施形態の効果の確認結果について説明する。図6は、横軸を角度、縦軸を相対電力として、アレーアンテナの放射パターンを表した特性図である。図6は、アレーアンテナをアンテナ素子数N=16のリニアアレーとし、送信機にある誤差を与えた場合の本実施形態による校正有り(実線)及び校正無し(破線)と、誤差を与えない場合の理論値(鎖線)とを示している。本実施形態によって精度良く校正がなされていることが分かる。

30

【0091】

(第3の実施形態)

40

次に、図7を参照して第3の実施形態について説明する。第1及び第2の実施形態では、校正処理を行う際に、送信機 $T \times 1 \sim T \times N$ から予め定めた送信信号 $s(t)$ を送信する。そして、その送信信号 $s(t)$ を、デバイダ32、35等を通して受信機 $R \times 1 \sim R \times N$ で受信した受信信号に基づいて校正値を算出する。これに対し、第3の実施形態では、第1及び第2の実施形態と同様に予め定めた信号(すなわち送信信号)、又は、任意の信号で校正値を求めることができる。したがって、第3の実施形態では、すべての送信機及び受信機が通常の信号の送受信の動作を行っている場合でも校正値を求めることができる。

【0092】

なお、第3の実施形態の基本的な構成は、第1の実施形態又は第2の実施形態と同様と

50

することができる。すなわち、第3の実施形態の構成は、図1に示したアレー・アンテナ送受信装置10又は図5に示したアレー・アンテナ送受信装置10aと同一とすることができる。ただし、校正值演算部44の処理の内容は、第1の実施形態又は第2の実施形態と異なる。以下、校正值演算部44の動作について図7を参照して説明する。

【0093】

なお、以下の式において用いる変数は次のように定義される。Nは、アレー・アンテナ1のアンテナ素子数(つまりプランチ数)であり、サンプル数(データのサンプリング数)と等しい。 T_k はk番目の送信機($T \times k$)の伝達関数(複素振幅)である。 R_k は、k番目の受信機($R \times k$)の伝達関数(複素振幅)である。 $s_k(n)$ は、k番目の送信機($T \times k$)の送信信号のn番目のサンプルである。 $x_k(n)$ は、k番目の受信機($R \times k$)の受信信号のn番目のサンプルである。また、 T_k / T_1 を送信機#1を基準としたk番目の送信機($T \times k$)の校正值、 R_k / R_1 を受信機#1を基準としたk番目の受信機($R \times k$)の校正值とする。

10

【0094】

図7は、1組の(すなわち1回分)の各プランチの校正值を校正值演算部44が算出する動作の一例を説明するためのフローチャートである。本実施形態では、プランチ数N個分の時系列の送信信号及び受信信号のサンプリングデータを用いて校正值が算出される。そのため、校正值演算部44は、サンプル数nがプランチ数Nに達するまで、送信信号 $s_k(n)$ を記憶するとともに、受信信号 $x_k(n)$ をサンプリングする(ステップS11～S14)。

20

【0095】

次に、校正值演算部44が、nサンプル分の送信信号 $s_k(n)$ と受信信号 $x_k(n)$ とに基づき、後述するようにして、プランチ毎に校正值を算出する(ステップS15)。

【0096】

なお、n回分のサンプリングデータは、校正值を算出する際に毎回n回分新たに取得する必要は無く、継続的にデータをサンプリングしていれば、過去n回分のサンプリングデータを用いて校正值を算出することができる。

【0097】

次に、校正值の算出手法について複数の例を挙げて説明する。

30

【0098】

(A) アンテナ素子数が2の場合

受信信号は以下のように表すことができる。

【0099】

【数17】

$$x_1(1) = (T_1 s_1(1) + T_2 s_2(1)) R_1 \quad (17)$$

$$x_2(1) = (T_1 s_1(1) + T_2 s_2(1)) R_2 \quad (18)$$

$$x_1(2) = (T_1 s_1(2) + T_2 s_2(2)) R_1 \quad (19)$$

40

$$x_2(2) = (T_1 s_1(2) + T_2 s_2(2)) R_2 \quad (20)$$

【0100】

ここで、式(17)及び(18)はn=1の場合(すなわち1回目のサンプリングデータ)、式(19)及び(20)はn=2の場合(すなわち2回目のサンプリングデータ)である。

【0101】

式(17)及び(19)(もしくは式(18)及び(20)でもよい)の各々を、行列

50

を用いて表すと、式(21)となる。

【0 1 0 2】

【数18】

$$\begin{pmatrix} s_1(1) & s_2(1) \\ s_1(2) & s_2(2) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} R_k T_1 \\ R_k T_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_k(1) \\ x_k(2) \end{pmatrix} \quad (k=1 \text{ or } 2) \quad (21)$$

【0 1 0 3】

式(21)を、 s を要素とする行列の逆行列を左より両辺に乗算すると、式(22)となる。

【0 1 0 4】

【数19】

$$\begin{pmatrix} R_k T_1 \\ R_k T_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_1(1) & s_2(1) \\ s_1(2) & s_2(2) \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} x_k(1) \\ x_k(2) \end{pmatrix} \quad (k=1 \text{ or } 2) \quad (22)$$

10

20

【0 1 0 5】

s 、 x の各々は送信信号、受信信号で、既知の値であり、送信信号 s の行列の各要素の値は異なるため、この計算は実現可能である。(22)式より、

【0 1 0 6】

【数20】

$$\frac{R_k T_2}{R_k T_1} = \frac{T_2}{T_1} \quad (23)$$

30

【0 1 0 7】

となり、送信機#1に対する送信機#2の校正值が求められる。

【0 1 0 8】

一方、受信機の場合は、2通りの手法が存在する。

【0 1 0 9】

手法A1：式(18)/式(17)、すなわち式(18)を式(17)で除算する（もしくは式(20)/式(19)、すなわち式(20)を式(19)で除算することにより）、

【0 1 1 0】

【数21】

40

$$\frac{x_2(k)}{x_1(k)} = \frac{(T_1 s_1(k) + T_2 s_2(k)) R_2}{(T_1 s_1(k) + T_2 s_2(k)) R_1} = \frac{R_2}{R_1} \quad (k=1 \text{ or } 2) \quad (24)$$

【0 1 1 1】

となり、受信機#1に対する受信機#2の校正值が次式(24)で求められる。

【0 1 1 2】

手法A2：手法A1ではNの値が増加すると一度に多くの情報をメモリに蓄積しないと

50

いけない。本手法は異なる時間の受信信号から受信機間の校正值を得ることができる。

【0 1 1 3】

式(17)、(20)をそれぞれ変形すると、式(25)、(26)が得られる。

【0 1 1 4】

【数22】

$$x_1(1) = T_1 R_1 \left(s_1(1) + \frac{T_2}{T_1} s_2(1) \right) \quad (25)$$

$$x_2(2) = T_1 R_2 \left(s_1(2) + \frac{T_2}{T_1} s_2(2) \right) \quad (26)$$

10

【0 1 1 5】

送信機の校正值である、 T_2 / T_1 がすでに計算されている場合、式(25)、(26)において式(27)は計算で求めることが可能である。

【0 1 1 6】

【数23】

$$P(k) = s_1(k) + \frac{T_2}{T_1} s_2(k) \quad (k=1, 2) \quad (27)$$

20

【0 1 1 7】

これを、 $P(k)$ とおき、式(26) / 式(25)を計算すると、すなわち式(26)を式(25)により除算すると式(28)が求められる。

【0 1 1 8】

【数24】

30

$$\frac{x_2(2)}{x_1(1)} = \frac{T_1 R_2 P(2)}{T_1 R_1 P(1)} = \frac{R_2 P(2)}{R_1 P(1)} \quad (28)$$

【0 1 1 9】

式(28)を変形すると、式(29)が得られる。

【0 1 2 0】

【数25】

30

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{x_2(2)}{x_1(1)} \cdot \frac{P(1)}{P(2)} \quad (29)$$

40

【0 1 2 1】

ここで x は受信信号、 P は計算可能なので式(29)の値を取得可能である。

【0 1 2 2】

(B) アンテナ素子数がN素子の場合

B1) 送信機のキャリブレーション

N素子の場合、k番目の受信機での受信信号は以下の通りとなる。

【0 1 2 3】

50

【数26】

$$x_k(1) = (T_1 s_1(1) + T_2 s_2(1) + \cdots + T_N s_N(1)) R_k \quad (30-1)$$

$$x_k(2) = (T_1 s_1(2) + T_2 s_2(2) + \cdots + T_N s_N(2)) R_k \quad (30-2)$$

$$\vdots = \vdots$$

$$x_k(N) = (T_1 s_1(N) + T_2 s_2(N) + \cdots + T_N s_N(N)) R_k \quad (30-N)$$

10

【0124】

ここで、式(30-1)はn=1の場合、式(30-2)はn=2の場合、式(30-1)はn=Nの場合である。

【0125】

上記の式を行列化すると式(31)が得られる。

【0126】

【数27】

$$\begin{pmatrix} s_1(1) & s_2(1) & \cdots & s_N(1) \\ s_1(2) & s_2(2) & \cdots & s_N(2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_1(N) & s_2(N) & \cdots & s_N(N) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} R_k T_1 \\ R_k T_2 \\ \vdots \\ R_k T_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_k(1) \\ x_k(2) \\ \vdots \\ x_k(N) \end{pmatrix} \quad (31)$$

20

【0127】

ここで、

30

【0128】

【数28】

$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} s_1(1) & s_2(1) & \cdots & s_N(1) \\ s_1(2) & s_2(2) & \cdots & s_N(2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_1(N) & s_2(N) & \cdots & s_N(N) \end{pmatrix}, \mathbf{t}_{R_k} = \begin{pmatrix} R_k T_1 \\ R_k T_2 \\ \vdots \\ R_k T_N \end{pmatrix},$$

40

$$\mathbf{x}_k = \begin{pmatrix} x_k(1) \\ x_k(2) \\ \vdots \\ x_k(N) \end{pmatrix} \quad (32)$$

50

【 0 1 2 9 】

とすると、式(33)が計算できる。

【 0 1 3 0 】

【 数 2 9 】

$$\mathbf{S} \mathbf{t}_{R_k} = \mathbf{x}_k \Rightarrow \mathbf{t}_{R_k} = \mathbf{S}^{-1} \mathbf{x}_k \quad (33)$$

【 0 1 3 1 】

t_{R_k} の要素を用いると式(34)を求めることができる。

【 0 1 3 2 】

【 数 3 0 】

10

$$\frac{R_k T_j}{R_k T_1} = \frac{T_j}{T_1} \quad (j = 2 \sim N) \quad (34)$$

【 0 1 3 3 】

B2) 受信機のキャリブレーション(手法1)

N素子の場合、n番目のサンプルでの各受信機での受信信号は以下の通りとなる。

【 0 1 3 4 】

【 数 3 1 】

20

$$x_1(n) = (T_1 s_1(n) + T_2 s_2(n) + \cdots + T_N s_N(n)) R_1 \quad (35-1)$$

$$x_2(n) = (T_1 s_1(n) + T_2 s_2(n) + \cdots + T_N s_N(n)) R_2 \quad (35-2)$$

$$\vdots = \vdots$$

$$x_N(n) = (T_1 s_1(n) + T_2 s_2(n) + \cdots + T_N s_N(n)) R_N \quad (35-N)$$

30

【 0 1 3 5 】

ここで、($T_1 s_1(n) + T_2 s_2(n) + \cdots + T_N s_N(n)$)の項はすべて同じである。受信機の校正值は、以下の計算から求めることができる。

【 0 1 3 6 】

【 数 3 2 】

$$\frac{x_k(n)}{x_1(n)} = \frac{(T_1 s_1(n) + T_2 s_2(n) + \cdots + T_N s_N(n)) R_k}{(T_1 s_1(n) + T_2 s_2(n) + \cdots + T_N s_N(n)) R_1}$$

$$= \frac{R_k}{R_1} \quad (k = 1 \sim N) \quad (36)$$

40

【 0 1 3 7 】

B3) 受信機のキャリブレーション(手法2)

k番目の受信機のk番目のサンプルでの受信信号は以下の通りである。

【 0 1 3 8 】

【数33】

$$\begin{aligned}x_k(k) &= T_1 R_k \left(s_1(k) + \frac{T_2}{T_1} s_2(k) + \cdots + \frac{T_N}{T_1} s_N(k) \right) \\&= T_1 R_k \sum_{j=1}^N \left(\frac{T_j}{T_1} s_j(k) \right) \quad (37)\end{aligned}$$

10

【0139】

ここで、式(38)のP(k)は送信機の校正值が求まれば計算できる。

【0140】

【数34】

$$P(k) = \sum_{j=1}^N \left(\frac{T_j}{T_1} s_j(k) \right) \quad (38)$$

20

【0141】

また、式(39)の計算より、受信機の校正值は式(40)で求めることができる。

【0142】

【数35】

$$\frac{x_k(k)}{x_1(1)} = \frac{T_1 R_k P(k)}{T_1 R_1 P(1)} = \frac{R_k P(k)}{R_1 P(1)} \quad (39)$$

30

【0143】

【数36】

$$\frac{R_k}{R_1} = \frac{x_k(k)}{x_1(1)} \cdot \frac{P(1)}{P(k)} \quad (40)$$

【0144】

40

以上のように、第3の実施形態によれば、予め定めた信号のほか、任意の信号でも校正值を求めることができる。したがって、第3の実施形態では、すべての送受信機が動作している場合でも校正值を求めることができる。

【0145】

なお、上記の実施形態においては、FDDによって送受信を同時にを行う場合、受信信号にキャリブレーション回路3又は3aを通した送信信号以外の信号が含まれるときには、一般的な干渉除去処理を行うことで、送信信号以外の信号を除去した上で、上述した校正值を算出する。例えば、適応フィルタを用いて既知の送信信号に相関度が高い信号を取り出すことでキャリブレーション回路3又は3aを通した送信信号を抽出することができる。また、データ通信中に、キャリブレーション回路3又は3aを通して送信信号を帰還する場合、受信信号から送信信号に相関度が高い信号を除去することでデータ信号を抽出することができる。

50

【0146】

なお、本発明の実施の形態は、上記のものに限定されず、例えば、可変アッテネータ33やON/OFFスイッチ34を省略したり、1対Nのデバイダ32やデバイダ35をNより小さいM対1のデバイダを複数段組み合わせて構成したり、信号処理回路4内の各ブロックを統合したり分割したりする変更が適宜可能である。

【符号の説明】

【0147】

10、10a アレーアンテナ送受信装置

1 アレーアンテナ

1 - 1 ~ 1 - N アンテナ素子

2 - 1 ~ 2 - N TDDスイッチ（接続部）

5 - 1 ~ 5 - N サーキュレータ（接続部）

3、3a キャリブレーション回路

31 - 1 ~ 31 - N ディレクショナルカプラ（分歧部）

32 デバイダ（合成部）

33 可変アッテネータ

34 ON/OFFスイッチ

35 デバイダ（分配部）

36 - 1 ~ 36 - N デバイダ（分配部）

37 ミキサ

38 発振器

4 信号処理回路

41 送信信号重み付け部

43 指向性制御部

44 校正值演算部

45 受信信号重み付け部

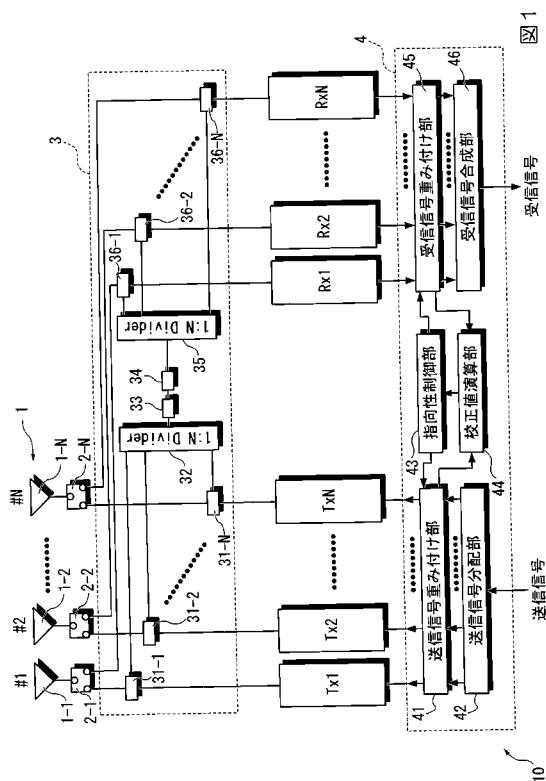
T × 1 ~ T × N 送信機

R × 1 ~ R × N 送信機

10

20

【図 1】



【図 2】

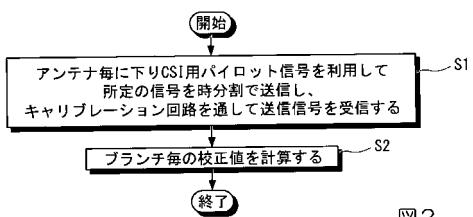


図2

【図 3】

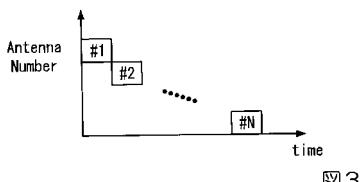


図3

【図 4】

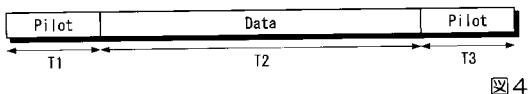
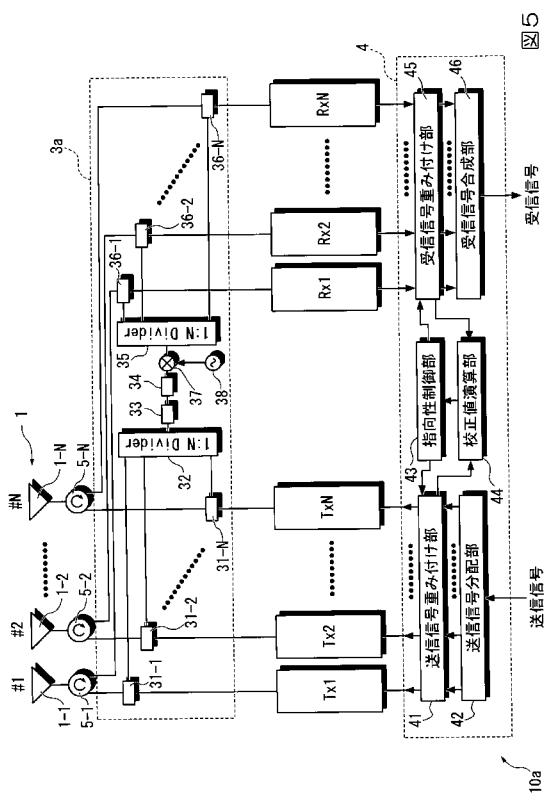


図4

【図 5】



【図 6】

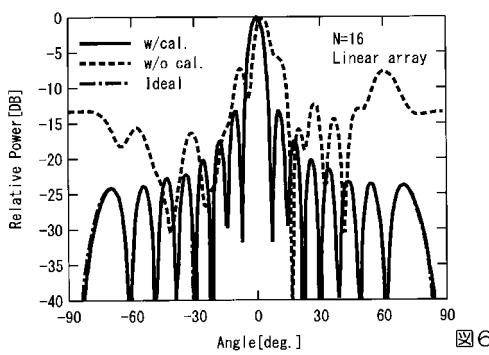


図6

【図 7】

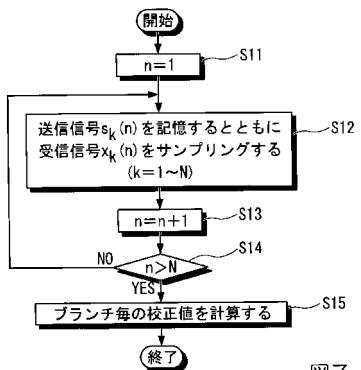


図7

【図8】

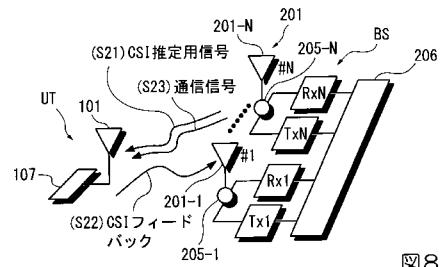


図8

【図10】

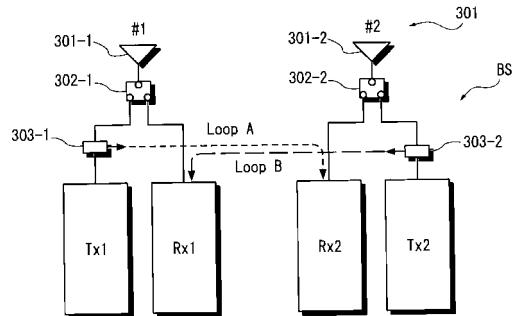


図10

【図9】

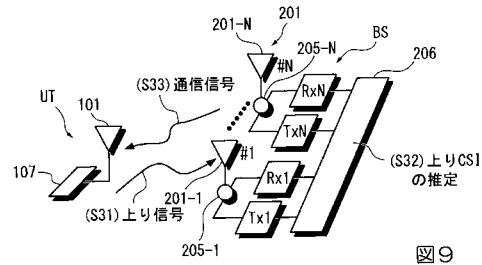


図9

【図11】

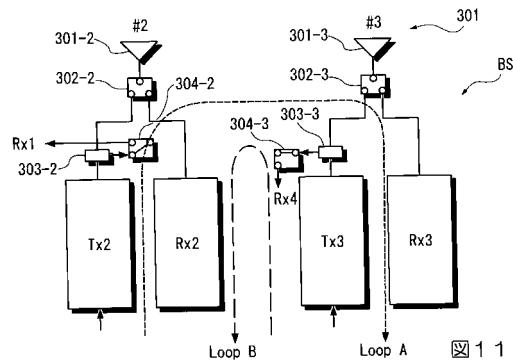


図11

フロントページの続き

(51) Int.Cl. F I テーマコード(参考)
H 04B 17/21 (2015.01) H 04B 17/21

(74)代理人 100110364
弁理士 実広 信哉

(74)代理人 100154922
弁理士 崔 允辰

(74)代理人 100140534
弁理士 木内 敬二

(72)発明者 満井 勉
神奈川県横浜市鶴見区菅沢町2-7 株式会社サムスン日本研究所内

(72)発明者 西森 健太郎
新潟県新潟市西区五十嵐2の町8050番地 国立大学法人新潟大学工学部情報工学科内

F ターム(参考) 5J021 AA05 AA06 CA06 DB02 DB03 EA04 FA32 GA01 HA05 JA10
5K159 CC01 CC04 DD31 GG08