

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5429602号
(P5429602)

(45) 発行日 平成26年2月26日(2014.2.26)

(24) 登録日 平成25年12月13日(2013.12.13)

(51) Int.Cl.		F I	
HO4J 99/00	(2009.01)	HO4J	15/00
HO4B 7/04	(2006.01)	HO4B	7/04

請求項の数 32 (全 64 頁)

(21) 出願番号	特願2008-544219 (P2008-544219)	(73) 特許権者	000004237
(86) (22) 出願日	平成19年11月19日(2007.11.19)		日本電気株式会社
(86) 国際出願番号	PCT/JP2007/072411		東京都港区芝五丁目7番1号
(87) 国際公開番号	W02008/059985	(74) 代理人	100130029
(87) 国際公開日	平成20年5月22日(2008.5.22)		弁理士 永井 道雄
審査請求日	平成22年10月15日(2010.10.15)	(74) 代理人	100166338
(31) 優先権主張番号	特願2006-312277 (P2006-312277)		弁理士 関口 正夫
(32) 優先日	平成18年11月17日(2006.11.17)	(74) 代理人	100152054
(33) 優先権主張国	日本国(JP)		弁理士 仲野 孝雅
		(72) 発明者	丸 次夫
			日本国東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内
		審査官	高野 洋

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 決定論的通信路を有するMIMO通信システム及び方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

複数の伝送路を有し固有値の変わらない決定論的な通信路に用いられる見通し内MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 通信システムであって、

送信側または受信側、或いは送受信側共に通信路行列演算処理部を備え、

該通信路行列演算処理部にて、決定論的通信路の複数の固有値が同等か或いは近い値の範囲内に収まる様に配置された通信路の幾何学的位置とそれに対応した直交伝送路を形成する為の行列演算処理を表す行列である直交伝送路形成用行列を送信アンテナ又は受信アンテナの位置変動又は伝送路の変動により更新することを特徴とするMIMO通信システム。

【請求項2】

前記通信路行列の固有値が重根になるべく通信路の幾何学的位置関係を示すパラメータを設定し、該固有値に基づき得られる固有ベクトル或いは前記固有ベクトルの線形和によって得られる固有ベクトルに基づいて構成されるユニタリ行列演算を、送信側或いは受信側のどちらか一方のみにおいて行うことにより仮想的な直交伝送路を形成することを特徴とする請求項1に記載のMIMO通信システム。

【請求項3】

前記MIMO通信システムが、複数のアンテナを用いた固定マイクロ波通信システムであって、

送信側または受信側、或いは送受信共にアンテナ毎に独立な局部発振器を用いて構成さ

れることを特徴とする請求項 1 に記載の M I M O 通信システム。

【請求項 4】

前記仮想的な直交伝送路を形成する為の行列演算処理を受信側のみで行うことを特徴とする請求項 2 に記載の M I M O 通信システム。

【請求項 5】

前記送信アンテナ又は受信アンテナの位置変動又は伝送路の変動を検出する手段を有し、
該検出結果を用いて仮想的な直交伝送路形成用行列の更新を行うことを特徴とする請求項 1 に記載の M I M O 通信システム。

【請求項 6】

送信側から受信側へのパイロット信号を送出する手段を有し、
該パイロット信号によって前記送信アンテナ又は受信アンテナの位置変動又は伝送路の変動を検出し、該検出結果を用いて仮想的な直交伝送路形成用行列の更新を行うことを特徴とする請求項 5 に記載の M I M O 通信システム。

【請求項 7】

送信側から受信側へアンテナ毎のパイロット信号を送出する手段を有し、
該パイロット信号を元に仮想的な直交伝送路を形成する為の行列演算処理を受信側のみで行うことを特徴とする請求項 3 に記載の M I M O 通信システム。

【請求項 8】

送信側から受信側へ送られる各パイロット信号は、該局部発振器による処理より前に生成されることを特徴とする請求項 7 に記載の M I M O 通信システム。

【請求項 9】

送信側から受信側へ送られたパイロット信号の検出は、受信における局部発振器による処理の後に行われることを特徴とする請求項 7 に記載の M I M O 通信システム。

【請求項 10】

送信側から受信側へのパイロット信号は、アンテナ毎に互いに直交することを特徴とする請求項 7 に記載の M I M O 通信システム。

【請求項 11】

前記複数伝送路による通信路は、光通信路であることを特徴とする請求項 1 に記載の M I M O 通信システム。

【請求項 12】

前記複数伝送路による通信路は、見通し内無線通信路であることを特徴とする請求項 1 に記載の M I M O 通信システム。

【請求項 13】

前記複数伝送路による通信路は、見通し内音響通信路であることを特徴とする請求項 1 に記載の M I M O 通信システム。

【請求項 14】

複数の前記送信アンテナ又は受信アンテナ間距離及びそれらの方向、もしくはどちらか一方を可変とすることを特徴として構成される請求項 2 に記載の M I M O 通信システム。

【請求項 15】

複数の伝送路を有し固有値の変わらない決定論的な通信路に用いられる見通し内通信システムにおける M I M O 通信方法であって、

送信側または受信側、或いは送受信側共に通信路行列演算処理を行うステップにおいて、決定論的通信路の複数の固有値が同等か或いは近い値の範囲内に収まる様に配置された通信路の幾何学的位置とそれに対応した直交伝送路を形成する為の行列演算処理を表す行列である直交伝送路形成用行列を送信アンテナ又は受信アンテナの位置変動又は伝送路の変動により更新することを特徴とする M I M O 通信方法。

【請求項 16】

前記通信路行列の固有値が重根になるべく通信路の幾何学的位置関係を示すパラメータを設定し、該固有値に基づき得られる固有ベクトル或いは前記固有ベクトルの線形和によ

10

20

30

40

50

って得られる固有ベクトルに基づいて構成されるユニタリ行列演算を、送信側或いは受信側のどちらか一方のみにおいて行うことにより仮想的な直交伝送路を形成することを特徴とする請求項 15 に記載の MIMO 通信方法。

【請求項 17】

前記通信システムが、複数のアンテナを用いた固定マイクロ波通信システムであって、送信側または受信側、或いは送受信共にアンテナ毎に独立な局部発振器を用いることを特徴とする請求項 15 に記載の MIMO 通信方法。

【請求項 18】

前記仮想的な直交伝送路を形成する為の行列演算処理を受信側のみで行うことを特徴とする請求項 16 に記載の MIMO 通信方法。

10

【請求項 19】

前記送信アンテナ又は受信アンテナの位置変動又は伝送路の変動を検出し、該検出結果を用いて仮想的な直交伝送路形成用行列の更新を行うことを特徴とする請求項 15 に記載の MIMO 通信方法。

【請求項 20】

送信側から受信側へパイロット信号を送出し、該パイロット信号によって前記送信アンテナ又は受信アンテナの位置変動又は伝送路の変動を検出し、該検出結果を用いて仮想的な直交伝送路形成用行列の更新を行うことを特徴とする請求項 19 に記載の MIMO 通信方法。

20

【請求項 21】

送信側から受信側へアンテナ毎のパイロット信号を送出し、該パイロット信号を元に仮想的な直交伝送路を形成する為の行列演算処理を受信側のみで行うことを特徴とする請求項 17 に記載の MIMO 通信方法。

【請求項 22】

送信側から受信側へ送られる各パイロット信号は、該局部発振器による処理より前に生成されることを特徴とする請求項 21 に記載の MIMO 通信方法。

【請求項 23】

送信側から受信側へ送られたパイロット信号の検出は、受信における局部発振器による処理の後に行われることを特徴とする請求項 21 に記載の MIMO 通信方法。

【請求項 24】

送信側から受信側へのパイロット信号は、アンテナ毎に互いに直交することを特徴とする請求項 21 に記載の MIMO 通信方法。

30

【請求項 25】

前記複数伝送路による通信路として、光通信路を用いることを特徴とする請求項 15 に記載の MIMO 通信方法。

【請求項 26】

前記複数伝送路による通信路として、見通し内無線通信路を用いることを特徴とする請求項 15 に記載の MIMO 通信方法。

【請求項 27】

前記複数伝送路による通信路として、見通し内音響通信路を用いることを特徴とする請求項 15 に記載の MIMO 通信方法。

40

【請求項 28】

複数の前記送信アンテナ又は受信アンテナ間距離及びそれらの方向、もしくはどちらか一方を可変とすることを特徴として構成される請求項 16 に記載の MIMO 通信方法。

【請求項 29】

複数の伝送路を有し固有値の変わらない決定論的な通信路に用いられる見通し内 MIMO 通信システムの送信装置であって、

決定論的通信路の複数の固有値が同等か或いは近い値の範囲内に収まる様に配置された通信路の幾何学的位置とそれに対応した直交伝送路を形成する為の行列演算処理を表す行列である直交伝送路形成用行列を送信アンテナの位置変動又は伝送路の変動により更新処

50

理する通信路行列演算処理部を備えることを特徴とするMIMO送信装置。

【請求項30】

複数の伝送路を有し固有値の変わらない決定論的な通信路に用いられる見通し内MIMO通信システムの受信装置であって、

決定論的通信路の複数の固有値が同等か或いは近い値の範囲内に収まる様に配置された通信路の幾何学的位置とそれに対応した直交伝送路を形成する為の行列演算処理を表す行列である直交伝送路形成用行列を受信アンテナの位置変動又は伝送路の変動により更新処理する通信路行列演算処理部を備えることを特徴とするMIMO受信装置。

【請求項31】

複数の伝送路を有し固有値の変わらない決定論的な通信路に用いられる見通し内MIMO通信システムの送信装置の制御プログラムであって、

決定論的通信路の複数の固有値が同等か或いは近い値の範囲内に収まる様に配置された通信路の幾何学的位置とそれに対応した直交伝送路を形成する為の行列演算処理を表す行列である直交伝送路形成用行列を送信アンテナの位置変動又は伝送路の変動により更新処理する機能を前記送信装置に実現させることを特徴とするMIMO送信装置の制御プログラム。

【請求項32】

複数の伝送路を有し固有値の変わらない決定論的な通信路に用いられる見通し内MIMO通信システムの受信装置の制御プログラムであって、

決定論的通信路の複数の固有値が同等か或いは近い値の範囲内に収まる様に配置された通信路の幾何学的位置とそれに対応した直交伝送路を形成する為の行列演算処理を表す行列である直交伝送路形成用行列を受信アンテナの位置変動又は伝送路の変動により更新処理する機能を前記受信装置に実現させることを特徴とするMIMO受信装置の制御プログラム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、通信システムにおける空間分割多重方式（以下、「MIMO (Multiple-Input Multiple-Output)」と略す）に関し、特に見通し内の固定マイクロ波通信システムに適用して好適なMIMO通信システムに関する。

【背景技術】

【0002】

近年、無線通信では、MIMOを用いた技術が盛んに使われ始めており、MIMO自体もはや新しい技術では無くなりつつある。しかし、従来のMIMOを用いた技術の中心は移動体通信であって、固定通信への応用はあまり検討されてこなかった。移動通信における電波伝搬路では、送信アンテナから到来した電波が周囲の地形などに応じて反射や散乱を受け、一群の素波の集まりとなって受信機に到着する。そのため、品質の高い通信を実現する上で常に障害となっていたのが、これらの結果から生じるところのフェージング現象である。移動体通信におけるMIMO技術は、このフェージング現象を悪者扱いするのではなく、逆にこのフェージングを移動通信における電波伝搬に内在する可能性を秘めた環境資源として見直した点で画期的であった。

【0003】

このようなMIMO技術を電波伝搬路が確定されている見通し内固定無線通信へ適用した場合にどうなるかといった疑問に対し、移動体に比べて数は少ないが、見通し内MIMOの記載が非特許文献1に開示されている。

【0004】

上述のような移動体通信では、通信路を確率的なマトリクスとして扱う。これに対して、見通し内固定通信路では、送信側及び受信側の各アンテナ間の幾何学的位置が固定的なものとして、決定論的に扱う必要がある。

【0005】

10

20

30

40

50

上記の文献には、送信側及び受信側ともにアンテナ間隔を広げることによって、その各アンテナ間の伝搬路（チャネル）を構成する通信路行列（チャネル行列） H に対し、次のような記載がある。

【数 1】

$$\mathbf{H} \cdot \mathbf{H}^H = n \cdot \mathbf{I}_n$$

ここで、 n はアンテナの数である。また、 \mathbf{H}^H は H のエルミート転置行列、 \mathbf{I} は単位行列である。

【0006】

10

同文献によると、送信側及び受信側間で対向するように直線配置された送信アンテナ番号 i 、受信アンテナ番号 k に対して、信号の位相回転を、

【数 2】

$$\frac{\pi}{n} \cdot [i - k]^2$$

のように直線アンテナで構成することができる。

【0007】

このため、例えば $n = 2$ の場合、通信路行列 H は、

20

【数 3】

$$\mathbf{H}_{\max} = \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix}$$

となる。ここで、 j は虚数を表す記号である。

【0008】

この場合、【数 1】の条件を満足するアンテナ構成が可能である。【数 1】の条件を満足すると、MIMO構成による通信路容量が H_{\max} によって最大となることが同文献に記載されている。

30

【0009】

すなわち、反射や散乱による移動体環境でなく、決定論的な見通し内通信環境であっても、MIMOによる通信路容量の増大が可能である。

【0010】

一方、小型固定マイクロ波通信では、数GHz～数十GHzの周波数帯を用いる。波長にして数mm～数cmである。従って、風や周囲温度等の微妙な気象条件に対する感度の高いアンテナ方向の動きで、激しい位相変位を生ずることになる。このような条件では、上述の確定的な通信路行列を確保することが困難であるといった問題がある。

【0011】

40

なお、後述の理論解析では、このような感度の高いアンテナ方向の変位があっても、上述の大容量化のための通信路容量は変わらないことを解析的に示している。

【0012】

MIMO技術では、複数の独立な信号を同一帯域で同時に送受信する。そのため、信号分離/検出が必要である。そのための手段の一つとして、特異値分解（以下、「SVD(Singular Value Decomposition)」と略す）によって得られるユニタリー行列を使ったマトリクス演算による方法がある（以下、「SVD方式」と略す）。このSVD方式において、受信端から送信端へ理想的にユニタリー行列構築のためのフィードバック情報を受け渡すことができたとする。そうすると、上述の感度の高いアンテナ方向の変位があっても、それを補償すべくユニタリー行列が作用する。その結果として、MIMOによる大

50

容量固定マイクロ波通信が実現できることになる。

【非特許文献1】IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, VOL.47, NO.2, FEBRUARY 1999、PP.173-176、On the Capacity Formula for Multiple Input-Multiple Output Wireless Channels: A Geometric Interpretation

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0013】

しかしながら、このようなフィードバック情報は、システムのオーバーヘッドを増やすばかりでなく、逆回線も用意しなければならないといった問題がある。なお、後述の通信路行列Hのモデリングは、感度の高いアンテナ変位も含めて解析している。

10

【0014】

ところで、上述の伝搬路が確定されている見通し内固定通信路を特異値解析すると、固有値が重根となって特異点の生じるアンテナ間位置がある。特異値は一意に決まるが、特異ベクトル(Singular Vectors)は一意ではない。特にこの状態は解析的に厄介で、これによって特異ベクトルの激しい遷移を生ずることもあるといった問題がある。

【0015】

なお、この現象を逆に利用すると、色々な構成が可能である。この特性を生かした各種の構成例については後の章で詳しく説明する。

【0016】

更に決定論的な見通し内MIMOの大きな問題として、上述の従来の方法では送信側或いは受信側におけるアンテナ間のキャリア同期を取る必要があった。すなわち、送信側或いは受信側における複数のアンテナ間の位相は同相かまたは或る一定の位相差をもって構成する必要があった。

20

【0017】

一方、固定マイクロ波通信システムでは、扱う周波数の関係からアンテナ間隔を広く取る必要がある。これに伴って、局部発振器を含む各無線機は、アンテナ近くに設置される。すなわち、アンテナ間のキャリア同期の問題が、固定マイクロ波通信システム構築上の大きな制約となるといった問題があった。

【0018】

そこで、本発明は、幾何学的位置関係が固定された見通し内通信路へのMIMOの適用で通信路容量を増加させる決定論的通信路を有するMIMO通信システム及び方法を提供することを目的とする。

30

【0019】

更に本発明は、受信端から送信端へユニタリ行列構築のためのフィードバック情報を必要とする従来のSVD方式と違い、フィードバック情報を必要とせずSVD方式と等価な性能を発揮するMIMO通信システムを提供するものである。

【0020】

更に本発明の最大の目的は、固定マイクロ波通信システム構築上の制約となっていたアンテナ間キャリア同期の問題を解決したMIMO通信システムを提供するものである。

【0021】

更に本発明は、風や周囲温度等の微妙な気象条件に対する感度の高いアンテナ方向の動きで激しい位相変位が生じ確定的な通信路行列を確保することが困難な状況であっても、SVD方式と等価な性能を発揮するMIMO通信システムを提供するものである。

40

【0022】

なお、本発明のMIMOは、見通し内通信であるため、アンテナ間の信号に相関がある状態で使用している点で、従来の移動通信で使用されているMIMOとは異なる。すなわち、従来の移動通信や室内無線LANでは、アンテナ間の信号が無相関であることを前提に成り立っている。したがって、従来のMIMOは本発明のようなアンテナ間の相関のある状態では動作しない点に注意が必要である。

【課題を解決するための手段】

50

【0023】

上述の課題を解決するため、本発明に係るMIMO通信システムは、複数の伝送路を有し固有値の変わらない決定論的な通信路に用いられる見通し内MIMO通信システムであって、送信側または受信側、或いは送受信側共に通信路行列演算処理部を備え、該通信路行列演算処理部にて、決定論的な通信路の複数の固有値が同等か或いは近い値の範囲内に収まる様に配置された通信路の幾何学的位置とそれに対応した直交伝送路を形成する為の行列演算処理を表す行列である直交伝送路形成用行列を送信アンテナ（例えば、電波伝搬で用いる送信アンテナ、発光素子、スピーカ等）又は受信アンテナ（例えば、電波伝搬で用いる受信アンテナ、受光素子、マイクロフォン等）の位置変動又は伝送路の変動により更新することを特徴とする。

10

【0024】

また、通信路行列の固有値が重根になるべく通信路の幾何学的位置関係を示すパラメータを設定し、該固有値に基づき得られる固有ベクトル或いは前記固有ベクトルの線形和によって得られる固有ベクトルに基づいて構成されるユニタリ行列演算を、送信側或いは受信側のどちらか一方のみにおいて行うことにより仮想的な直交伝送路を形成することを特徴とする。

【0025】

また、MIMO通信システムが、複数のアンテナを用いた固定マイクロ波通信システムであって、送信側または受信側、或いは送受信共にアンテナ毎に独立な局部発振器を用いて構成されることを特徴とする。

20

【0026】

また、送信アンテナ又は受信アンテナの位置変動又は伝送路の変動を検出する手段を有し、該検出結果を用いて仮想的な直交伝送路形成用行列の更新を行うことを特徴とする。

【発明の効果】

【0027】

本発明は、複数の伝送路を有する見通し内MIMO通信システムにおいて、送信側または受信側、或いは送受信側共に通信路行列演算処理部を備え、該通信路行列演算処理部にて直交伝送路形成用行列を送信アンテナ又は受信アンテナの位置変動又は伝送路の変動により更新するので、送信アンテナ又は受信アンテナの位置変動又は伝送路の変動を吸収して最大の通信容量を実現出来るMIMO通信システムを提供出来る。

30

【0028】

更に、通信路行列の固有値が重根になるべく通信路の幾何学的パラメータを設定し、該固有値に基づき得られる固有ベクトル或いはその線形和によって得られる固有ベクトルに基づいて構成されるユニタリ行列演算を、送信側或いは受信側のどちらか一方のみにおいて行うことにより仮想的な直交伝送路を形成することによって、逆回線によるフィードバック情報のいらぬ構成や送信のみ処理とする構成など柔軟なシステム設計が可能となる。

【0029】

更に、MIMO通信システムが、複数のアンテナを用いた固定マイクロ波通信システムであって、送信側または受信側、或いは送受信共にアンテナ毎に独立な局部発振器を用いて構成することによって、固定マイクロ波通信システム構築上の制約となっていたアンテナ間キャリア同期の問題を解決することが出来る。

40

【0030】

更に、仮想的な直交伝送路を形成する為の行列演算処理を受信側のみで行うことによって、送信側行列処理の為の逆回線による周期的で頻繁なフィードバック情報のいらぬMIMO通信システムを提供出来る。

【0031】

更に、送信アンテナ又は受信アンテナの位置変動や伝送路の変動を検出する手段を有し、該検出結果を用いて仮想的な直交伝送路形成用行列の更新を行うことによって、精密な設置と強固な筐体等のシステム構築上の問題点のないMIMO通信システムを提供出来る

50

【0032】

更に、送信側から受信側へのパイロット信号を送出する手段を有し、該パイロット信号によって送信アンテナ又は受信アンテナの位置変動や伝送路の変動を検出し、その検出結果を用いて仮想的な直交伝送路形成用行列の更新を行うことによって、簡単な構成で精密な設置と強固な筐体等のシステム構築上の問題点のないMIMO通信システムを提供出来る。

【0033】

更に、送信側から受信側へアンテナ毎のパイロット信号を送出する手段を有し、該パイロット信号を元に仮想的な直交伝送路を形成する為の行列演算処理を受信側のみで行うこと
10
によって、簡単な処理で、送信側行列処理の為の逆回線による周期的で頻繁なフィードバック情報のいらぬMIMO通信システムを提供出来る。

【0034】

更に、送信側から受信側へ送られる各パイロット信号が、該局部発振器による処理より前に生成されることによって、送信側で発生した局部発振器間の位相雑音を受信端で検出
20
することが出来、発生した位相雑音を補償すべく行列の更新を行うことが出来る。

【0035】

更に、送信側から受信側へ送られたパイロット信号の検出が、受信における局部発振器による処理の後に行われることによって、受信側で発生した局部発振器間の位相雑音を受
20
信端で検出することが出来、発生した位相雑音を補償すべく行列の更新を行うことが出来る。

【0036】

更に、送信側から受信側へのパイロット信号が、アンテナ毎に互いに直交することによ
って、簡単な相関器で局部発振器間の位相雑音や気象条件等によって生じる感度の高いアン
テナ方向の変位を検出することが出来、それらを補償すべく行列の更新を行うことが出
来る。

【0037】

更に本発明は、見通し内通信路が電波伝搬路に限らず光通信路であっても、音響通信路
であってもMIMO通信システムを提供することが出来る。

【0038】

更に、複数の送信アンテナ又は受信アンテナ間距離及びそれらの方向、もしくはどちら
か一方を可変とすることによって、見通し内通信路がどのような幾何学的形態であったとし
ても送信アンテナ又は受信アンテナ間隔或いはそれらの軸方向、或いはそれら全てを操作
すれば常に最大の通信容量を実現出来るMIMO通信システムを提供出来る。

【0039】

なお、本発明は、上述の効果について、同時に達成するものである必要は必ずしも無く、
少なくともいずれか1つの効果を達成するものであればよい。

【図面の簡単な説明】

【0040】

【図1】本発明の見通し内MIMOの構成例で任意のアンテナ間距離で感度の高いアン
テナ変位を考慮したSVD方式を使用した例を示す図である。
40

【図2】本発明の見通し内MIMOの実施例1（構成例1）で、送信側のみのユニタリ
行列Vによる演算を用いた例を示す図である。

【図3】本発明の見通し内MIMOの実施例2（構成例2）で、送信側のみのマトリクス
演算で、異なる値の仮想直交伝送路を形成した例を示す図である。

【図4】本発明の見通し内MIMOの実施例3（構成例3）で、受信側のみのユニタリ
行列による演算で、送信局部発振器独立構成の例を示す図である。

【図5】本発明の見通し内MIMOの実施例4（構成例4）で、受信側のみのユニタリ
行列による演算で、送信側及び受信側共に局部発振器が独立構成の例を示す図である。

【図6】本発明の見通し内MIMOの実施例5（構成例5）で、受信側のみのマトリクス
50

演算で、異なる値の仮想直交伝送路を形成し、更に送信側及び受信側共に局部発振器が独立構成の例を示す図である。

【図7】本発明の見通し内MIMOの実施例6（構成例6）で、アンテナ数が送受共に3本、送受共に局部発振器が独立構成の例を示す図である。

【図8】本発明の見通し内MIMOの実施例7（構成例7）で、アンテナ数が送受共に4本、送受共に局部発振器が独立構成の例を示す図である。

【図9】各方式によるアンテナ間距離に対する各仮想直交伝送路のSNRの比較を表す図である。

【図10】送受信で異なるアンテナ間距離を用いた場合の構成例を示す図。

【図11】図10の伝送路のモデリングを示す図である。

【図12】図10の送受で異なるアンテナ間距離を用いた場合の通信容量を表す図である。

【図13】送受信アンテナ形状がアンテナ配置方向に菱形状にずれた場合の構成例を示す図である。

【図14】アンテナ配置方向に菱形状にずれた送受信アンテナ形状で、受信側のみのユニタリ行列による演算の構成例を示す図である。

【図15】任意の幾何学形状によるアンテナ配置の場合を示す図である。

【図16】決定論的通信路が光通信路である場合の例を示す図である。

【図17】決定論的通信路が音響通信路である場合の例を示す図である。

【図18】任意の幾何学形状によるアンテナ配置で用いるアンテナの構成例を示す図である。

【図19】仮想直交伝送路上の固有値を表す図である。

【図20】送信側のみのマトリクス演算構成の応用例を示す図である。

【符号の説明】

【0041】

101、201	ユニタリ行列Vによるマトリクス演算処理部	
102、108、402、502、510、602、610	周波数変換部	
103、105、109、111、403、407、503、507、511、515、603、607、611、615	ミキサ	
104、110、404、405、504、505、512、513、604、605、612、613	局部発振器	30
106、107、202、203、302、303、408、409、508、509、608、609	固定アンテナ部	
112、410、517	ユニタリ行列Uによるマトリクス演算処理部	
301	行列Vによるマトリクス演算処理部	
401、501、601	パイロット信号生成部	
406、506、514、606、614	キャリア同期していないことによる位相雑音のモデリング	
516、616	パイロット検出部	
617	行列Uによるマトリクス演算処理部	40
1601	レーザダイオード(LD)	
1602	フォトディテクタ(PD)	
1701	超音波振動子	
1702	超音波マイクロフォン	
1801、1802	アンテナエレメント	
1803	結合棒	
1804	ヒンジ	
2001	送信局	
2002	受信局1	
2003	受信局2	50

【発明を実施するための最良の形態】

【0042】

次に、本発明の実施形態について、式と図面を参照しながら説明する。その前に、先ず決定論的な見通し内通信路であっても通信路容量がMIMOの最大容量となる理論的な裏付けを解析的に示す。

【0043】

MIMO構成による仮想直交伝送路の通信路容量は、各パスの固有値によって表される。そこで、2つのアンテナを用いた構成の場合を例に固有値解析を行う。下記モデリングは、感度の高いアンテナ方向の変位も考慮し、アンテナ構成及び符号は、図1に準ずる。なお、説明の都合で2つのアンテナを用いた場合で記すが、任意のアンテナ数でも同様に計算できる。

10

【0044】

ここでは、送受間距離Rによる距離減衰、共通位相シフトは、相対的な位相シフトで決まるから、無視して考える。まず、対角経路との経路差は、[数4]となる。

【数4】

$$R \cdot (1 - \cos(\Delta\theta)) \approx R \cdot \left(\frac{(\Delta\theta)^2}{2} \right) = R \cdot \left(\frac{1}{2} \left(\frac{d_R}{R} \right)^2 \right) = \frac{d_R^2}{2R} \quad \therefore \frac{d_R}{R} = \tan(\Delta\theta) \approx (\Delta\theta), \quad \text{at } d_T = d_R$$

【0045】

20

ここで、経路差による位相回転は、[数5]となる。

【数5】

$$\alpha = 2\pi \left(\frac{d_R^2}{2R} \right) / \gamma = \frac{\pi}{\gamma} \cdot \frac{d_R^2}{R}$$

【0046】

ちなみに、RF周波数30GHz、R=5000m、アンテナ間距離 $d_T = d_R = 5$ mとすると、[数6]となる。

【数6】

30

$$\alpha = \frac{\pi}{\gamma} \cdot \frac{d_R^2}{R} = \frac{\pi}{(3 \cdot 10^8) / (30 \cdot 10^9)} \cdot \frac{5^2}{5000} = \frac{\pi}{2}$$

【0047】

従って、送信側で信号 s_1 、 s_2 を送出する2つの送信アンテナのうち、 s_2 を送出する送信アンテナの位置変動による位相シフトを考慮したチャネル行列Hは、[数7]となる。

【数7】

40

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\alpha} \cdot e^{j\Phi} \\ e^{-j\alpha} & 1 \cdot e^{j\Phi} \end{bmatrix}$$

【0048】

従って、[数8]となる。

【数 8】

$$\begin{aligned}\boldsymbol{\Omega} &= \mathbf{H}^H \cdot \mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & e^{j\alpha} \\ e^{j\alpha} \cdot e^{-j\Phi} & e^{-j\Phi} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\alpha} \cdot e^{j\Phi} \\ e^{-j\alpha} & e^{j\Phi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & e^{j\Phi}(e^{j\alpha} + e^{-j\alpha}) \\ e^{-j\Phi}(e^{j\alpha} + e^{-j\alpha}) & 2 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 2 & 2 \cdot \cos\alpha \cdot e^{j\Phi} \\ 2 \cdot \cos\alpha \cdot e^{-j\Phi} & 2 \end{bmatrix}\end{aligned}$$

【0049】

これより、仮想的な直交伝送路の通信路容量である固有値 λ_1 及び λ_2 は、以下のよう
に計算できる。ここで、 \mathbf{H}^H はチャネル行列 \mathbf{H} のエルミート転置行列である。 10

【数 9】

$$\begin{vmatrix} 2-\lambda & 2 \cdot \cos\alpha \cdot e^{j\Phi} \\ 2 \cdot \cos\alpha \cdot e^{-j\Phi} & 2-\lambda \end{vmatrix} = \lambda^2 + 4 - 4\lambda - 4\cos^2\alpha = \lambda^2 - 4\lambda - 4\sin^2\alpha = 0$$

$$\therefore \lambda = 2 \pm \sqrt{4 - 4\sin^2\alpha} = 2 \pm 2\cos\alpha$$

【0050】

[数 9] による数値計算結果を図 19 に記す。図 19 の解析結果はアンテナ毎に単位電
力送信の場合であるから、通信路容量がアンテナ本数分の 2 倍になっていることを示して
いる。ここで注意を要するのは、上記の計算で用いているモデリングに感度の高いアンテ
ナ方向の変位も含まれている点である。それにも関わらず、最終的な通信容量である固有
値の結果には、その変位成分は現れてこない。すなわち、電波伝搬路が確定されている見
通し内固定無線通信であっても、MIMO によって大容量化が可能である。それは、感度
の高いアンテナ変位に関係ないアンテナ間距離で決定されている。 20

【0051】

上記の例では、2つのアンテナを用いた場合であったが、それ以上のアンテナを用いた
場合の例を以下に記す。

【0052】

送受間で互いに直線配置されたアンテナ素子間の対角経路との経路差による位相回転は
[数 5] より得られ素子間隔を共通の d とすると、[数 10] となる。 30

【数 10】

$$\frac{\pi}{\gamma} \cdot \frac{d^2}{R}$$

【0053】

そこで、

【数 11】

$$\frac{\pi}{\gamma} \cdot \frac{d^2}{R} = \frac{\pi}{3} \quad \therefore \quad \frac{d^2}{R} = \frac{\gamma}{3}$$

となるように、 d と送受間距離 R を定め、3つのアンテナを用いた構成をとると、以下の
信路行列 \mathbf{H}_3 を得る。 40

【数 1 2】

$$\mathbf{H}_3 = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\frac{\pi}{3}} & e^{-j4\frac{\pi}{3}} \\ e^{-j\frac{\pi}{3}} & 1 & e^{-j\frac{\pi}{3}} \\ e^{-j4\frac{\pi}{3}} & e^{-j\frac{\pi}{3}} & 1 \end{bmatrix}$$

【0 0 5 4】

従って、

【数 1 3】

$$\mathbf{\Omega} = \mathbf{H}_3^H \cdot \mathbf{H}_3 = \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{\pi}{3}} & e^{j4\frac{\pi}{3}} \\ e^{j\frac{\pi}{3}} & 1 & e^{j\frac{\pi}{3}} \\ e^{j4\frac{\pi}{3}} & e^{j\frac{\pi}{3}} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\frac{\pi}{3}} & e^{-j4\frac{\pi}{3}} \\ e^{-j\frac{\pi}{3}} & 1 & e^{-j\frac{\pi}{3}} \\ e^{-j4\frac{\pi}{3}} & e^{-j\frac{\pi}{3}} & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 3 & 0 & 0 \\ 0 & 3 & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{bmatrix}$$

10

20

となる。よって、仮想的な直交伝送路の通信路容量である三つの固有値全てが 3 となり、全体の通信路容量がアンテナ本数分の 3 倍になっていることが分かる。

【0 0 5 5】

同様に、

【数 1 4】

$$\frac{\pi \cdot d^2}{\gamma \cdot R} = \frac{\pi}{4} \quad \therefore \quad \frac{d^2}{R} = \frac{\gamma}{4}$$

30

となるように d と送受間距離 R を定め、4 つのアンテナを用いた構成をとると、以下の通信路行列 \mathbf{H}_4 を得る。

【0 0 5 6】

【数 1 5】

$$\mathbf{H}_4 = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\frac{\pi}{4}} & e^{-j4\frac{\pi}{4}} & e^{-j9\frac{\pi}{4}} \\ e^{-j\frac{\pi}{4}} & 1 & e^{-j\frac{\pi}{4}} & e^{-j4\frac{\pi}{4}} \\ e^{-j4\frac{\pi}{4}} & e^{-j\frac{\pi}{4}} & 1 & e^{-j\frac{\pi}{4}} \\ e^{-j9\frac{\pi}{4}} & e^{-j4\frac{\pi}{4}} & e^{-j\frac{\pi}{4}} & 1 \end{bmatrix}$$

40

【0 0 5 7】

従って、

【数 16】

$$\Omega = \mathbf{H}_4^H \cdot \mathbf{H}_4 = \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{\pi}{4}} & e^{j4\frac{\pi}{4}} & e^{j9\frac{\pi}{4}} \\ e^{j\frac{\pi}{4}} & 1 & e^{j\frac{\pi}{4}} & e^{j4\frac{\pi}{4}} \\ e^{j4\frac{\pi}{4}} & e^{j\frac{\pi}{4}} & 1 & e^{j\frac{\pi}{4}} \\ e^{j9\frac{\pi}{4}} & e^{j4\frac{\pi}{4}} & e^{j\frac{\pi}{4}} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\frac{\pi}{4}} & e^{-j4\frac{\pi}{4}} & e^{-j9\frac{\pi}{4}} \\ e^{-j\frac{\pi}{4}} & 1 & e^{-j\frac{\pi}{4}} & e^{-j4\frac{\pi}{4}} \\ e^{-j4\frac{\pi}{4}} & e^{-j\frac{\pi}{4}} & 1 & e^{-j\frac{\pi}{4}} \\ e^{-j9\frac{\pi}{4}} & e^{-j4\frac{\pi}{4}} & e^{-j\frac{\pi}{4}} & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 4 \end{bmatrix}$$

となる。よって、仮想的な直交伝送路の通信路容量である4つの固有値全てが4となり、全体の通信路容量がアンテナ本数分の4倍になっていることが分かる。

10

【0058】

すなわち、アンテナ本数が2を超える値であっても、決定論的な見通し内通信路の通信路容量がMIMOの最大容量となるアンテナ本数分に拡大されていることが分かる。なお、以下の例では、説明の都合上、2つのアンテナを用いた場合で記すが、それを越えるアンテナ本数であっても同様のことがいえ、アンテナ本数が2本に限ったことでは無いことはいうまでもない。

【0059】

次に、MIMOにおける信号分離/検出の方法として特異値分解によって得られるユニタリー行列を使ったマトリクス演算による方法(以下SVD方式と略す。)について記す。

20

SVD方式では、送信側でのユニタリー行列Vによるマトリクス演算と、受信側でのユニタリー行列Uによるマトリクス演算とが必要となる。ユニタリー行列Vによるマトリクス演算のためには、受信端から送信端へユニタリー行列構築のためのフィードバック情報を受け渡す必要がある。

【0060】

以下、本発明の実施形態について式と図面を参照しながら詳細に説明する。

【0061】

図1において、送信側(送信装置)でのユニタリー行列Vによるマトリクス演算処理部101で処理された送信信号は、送信側における局部発振器104とミキサ103、ミキサ105を含む周波数変換部102によって無線周波数に周波数変換された後、複数のアンテナからなる固定アンテナ部106から s_1 及び s_2 として送出される。ここで、 s_1 、 s_2 は等価低域表現による信号表記を用いている。

30

【0062】

ここで注意を要するのは、局部発振器は104一つであり、それをミキサ103と105に供給することにより、アンテナ間のキャリア同期を取っている点である。これは、決定論的通信路が各パスの位相差によって確定されるという空間分割多重型固定マイクロ波通信システム構築上の制約からくるものである。しかしながら、後述するように、この局部発振器をアンテナ毎に独立に設けることも可能であることを追記しておく。

【0063】

このようにして送出された信号は、受信側(受信装置)における複数のアンテナからなる固定アンテナ部107に r_1 及び r_2 として受信される。ここで、 r_1 、 r_2 は等価低域表現による信号表記を用いている。受信信号 r_1 及び r_2 は、受信側における局部発振器110と、ミキサ109及びミキサ111を含む周波数変換部108によってベースバンド周波数に周波数変換された後、受信におけるユニタリー行列Uによるマトリクス演算処理部112で処理され、MIMOの信号分離/検出が完了する。

40

【0064】

ここで注意を要するのは、局部発振器が110一つであり、それをミキサ109及び111に供給することによりアンテナ間のキャリア同期を取っているという点である。これは、決定論的通信路が各パスの位相差によって確定されるという空間分割多重型固定マイクロ波通信システム構築上の制約からくるものである。

50

【 0 0 6 5 】

しかしながら、後述するように、この受信側の場合にも、送信側同様に局部発振器をアンテナ毎に独立に設ける構成も可能である。また、使用するアンテナとしては、パラボラアンテナやホーンアンテナ等色々なものがあるが、これらに限定されるものでもない。また、マトリクス演算処理部 1 0 1、1 1 2 は、プログラム制御によって実現することもできるし、A S I C (Application Specific Integrated Circuit) 等によるハードウェアで構成することもできる。

【 0 0 6 6 】

以下、任意のアンテナ間距離と感度の高いアンテナ変位を考慮した以下の通信路行列 H を用いて、上述のユニタリー行列 V、U の算出の方法を、詳細に具体的に数式を交えて説明する。

10

【 0 0 6 7 】

ここで用いる見通し内伝搬路の通信路行列 H は、

【 数 1 7 】

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\alpha} \cdot e^{j\Phi} \\ e^{-j\alpha} & 1 \cdot e^{j\Phi} \end{bmatrix} \quad \text{where; } \alpha = \frac{\pi}{\gamma} \cdot \frac{d_R^2}{R} \quad (\text{at } d_T = d_R), \quad \Phi; \text{ phase change caused by displacement}$$

である。

20

【 0 0 6 8 】

また、以降、前述の固有値からの特異値直交行列^{1/2}を次のように表すことにする。

【 数 1 8 】

$$\Lambda^{1/2} = \begin{bmatrix} \sqrt{2+2\cos\alpha} & 0 \\ 0 & \sqrt{2-2\cos\alpha} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) & 0 \\ 0 & 2 \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (e^{j\frac{\alpha}{2}} + e^{-j\frac{\alpha}{2}}) & 0 \\ 0 & -j(e^{j\frac{\alpha}{2}} - e^{-j\frac{\alpha}{2}}) \end{bmatrix} \quad \because \begin{cases} 1 + \cos\alpha = 2 \cos^2\left(\frac{\alpha}{2}\right) \\ 1 - \cos\alpha = 2 \sin^2\left(\frac{\alpha}{2}\right) \end{cases}$$

【 0 0 6 9 】

以下、上記の通信路行列 H を用いてユニタリー行列 V、ユニタリー行列 U の順で計算する。

30

【 0 0 7 0 】

[ユニタリー行列 V]

まず、ユニタリー行列 V の計算について説明する。上記の通信路行列 H、すなわち、

【 数 1 9 】

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\alpha} \cdot e^{j\Phi} \\ e^{-j\alpha} & 1 \cdot e^{j\Phi} \end{bmatrix}$$

に対する固有ベクトルを、

40

【 数 2 0 】

$$\begin{bmatrix} \mathbf{a} \\ \mathbf{b} \end{bmatrix}$$

とすると、

【数 2 1】

$$\mathbf{\Omega} = \mathbf{H}^H \cdot \mathbf{H} = \begin{bmatrix} 2 & 2 \cdot \cos \alpha \cdot e^{j\Phi} \\ 2 \cdot \cos \alpha \cdot e^{-j\Phi} & 2 \end{bmatrix}$$

であるから、

【数 2 2】

$$\begin{bmatrix} 2 - \lambda & 2 \cdot \cos \alpha \cdot e^{j\Phi} \\ 2 \cdot \cos \alpha \cdot e^{-j\Phi} & 2 - \lambda \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix} = \mathbf{0}$$

10

より、

【数 2 3】

$$a = \frac{-2 \cdot \cos \alpha \cdot e^{j\Phi}}{2 - \lambda} b = \frac{\cos \alpha \cdot e^{j\Phi}}{\pm \cos \alpha} b = \pm e^{j\Phi} \cdot b \quad \because \lambda = 2 \pm 2 \cos \alpha$$

となる。

20

【0 0 7 1】

ところで、

【数 2 4】

$$\mathbf{\Omega} \cdot \mathbf{v} = \lambda \cdot \mathbf{v}$$

の両辺に左から \mathbf{v}^H を掛けて

【数 2 5】

$$\mathbf{v}^H \cdot \mathbf{\Omega} \cdot \mathbf{v} = \lambda$$

30

となる。

【0 0 7 2】

そこで、直交する \mathbf{v} を集めて、

【数 2 6】

$$\mathbf{V}^H \cdot \mathbf{\Omega} \cdot \mathbf{V} = \mathbf{\Lambda} \quad \therefore \mathbf{\Omega} = \mathbf{V} \cdot \mathbf{\Lambda} \cdot \mathbf{V}^H$$

を得る。

40

【0 0 7 3】

また、

【数 2 7】

$$\mathbf{H} = \mathbf{U} \cdot \mathbf{\Lambda}^{1/2} \cdot \mathbf{V}^H$$

より、

【数 2 8】

$$\mathbf{\Omega} = \mathbf{H}^H \cdot \mathbf{H} = \mathbf{V} \cdot \mathbf{\Lambda}^{1/2} \cdot \mathbf{U}^H \cdot \mathbf{U} \cdot \mathbf{\Lambda}^{1/2} \cdot \mathbf{V}^H = \mathbf{V} \cdot \mathbf{\Lambda} \cdot \mathbf{V}^H$$

であるから、上記の固有ベクトル、すなわち

【数 2 9】

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} a \\ \pm a \cdot e^{-j\Phi} \end{bmatrix}$$

10

を集めて、

【数 3 0】

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} x & y \\ x \cdot e^{-j\Phi} & -y \cdot e^{-j\Phi} \end{bmatrix}$$

を得る。

【0 0 7 4】

20

ここで、正規化と直交性を考慮し特解として、

【数 3 1】

$$x = \frac{-1}{\sqrt{2}}, \quad y = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

とすると、

【数 3 2】

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{-e^{-j\Phi}}{\sqrt{2}} & \frac{-e^{-j\Phi}}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \therefore \quad \mathbf{V}^H = \begin{bmatrix} \frac{-1}{\sqrt{2}} & \frac{-e^{j\Phi}}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{-e^{j\Phi}}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

30

を得る。

【0 0 7 5】

[ユニタリー行列 U]

次に、ユニタリー行列 U の計算について説明する。

【数 3 3】

40

$$\mathbf{\Omega}' = \mathbf{H} \cdot \mathbf{H}^H = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\alpha} \cdot e^{j\Phi} \\ e^{-j\alpha} & 1 \cdot e^{j\Phi} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & e^{j\alpha} \\ e^{j\alpha} \cdot e^{-j\Phi} & 1 \cdot e^{-j\Phi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & 2 \cdot \cos \alpha \\ 2 \cdot \cos \alpha & 2 \end{bmatrix}$$

より、固有ベクトル u を

【数 3 4】

$$\begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix}$$

とすると、

【数 3 5】

$$\begin{bmatrix} 2-\lambda & 2\cdot\cos\alpha \\ 2\cdot\cos\alpha & 2-\lambda \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix} = \mathbf{0}$$

10

より、

【数 3 6】

$$a = \frac{-2\cdot\cos\alpha}{2-\lambda} b = \frac{\cos\alpha}{\pm\cos\alpha} b = \pm b \quad \because \lambda = 2 \pm 2\cos\alpha$$

を得る。

20

【0 0 7 6】

ところで、

【数 3 7】

$$\mathbf{\Omega}' \cdot \mathbf{u} = \lambda \cdot \mathbf{u}$$

の両辺に左から \mathbf{u}^H を掛けて、

【数 3 8】

$$\mathbf{u}^H \cdot \mathbf{\Omega}' \cdot \mathbf{u} = \lambda$$

30

を得る。

【0 0 7 7】

そこで、直交する \mathbf{u} を集めて、

【数 3 9】

$$\mathbf{U}^H \cdot \mathbf{\Omega}' \cdot \mathbf{U} = \mathbf{\Lambda} \quad \therefore \mathbf{\Omega}' = \mathbf{U} \cdot \mathbf{\Lambda} \cdot \mathbf{U}^H$$

であるから、上記の固有ベクトル、すなわち

40

【数 4 0】

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} a \\ \pm a \end{bmatrix}$$

を集めて、

【数 4 1】

$$U = \begin{bmatrix} x & y \\ x & -y \end{bmatrix}$$

を得る。

【0078】

ここで、正規化と直交性を考慮して特解として、

【数 4 2】

$$x = \frac{-e^{-j\frac{\alpha}{2}}}{\sqrt{2}}, y = \frac{j \cdot e^{-j\frac{\alpha}{2}}}{\sqrt{2}}$$

とすると、

【数 4 3】

$$U = \begin{bmatrix} \frac{-e^{-j\frac{\alpha}{2}}}{\sqrt{2}} & \frac{j \cdot e^{-j\frac{\alpha}{2}}}{\sqrt{2}} \\ \frac{-e^{-j\frac{\alpha}{2}}}{\sqrt{2}} & \frac{-j \cdot e^{-j\frac{\alpha}{2}}}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \therefore U^H = \begin{bmatrix} \frac{-e^{j\frac{\alpha}{2}}}{\sqrt{2}} & \frac{-e^{j\frac{\alpha}{2}}}{\sqrt{2}} \\ \frac{-j e^{j\frac{\alpha}{2}}}{\sqrt{2}} & \frac{j \cdot e^{j\frac{\alpha}{2}}}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

を得る。

【0079】

以上の計算より得られたユニタリー行列 V、U の確認のため、通信路行列 H を V、U で特異値分解してみる。

【0080】

[特異値分解 $H = U \cdot \Lambda \cdot V^H$]

通信路行列 H を V、U で特異値分解すると、

【数 4 4】

$$\begin{aligned} H = U \cdot \Lambda^{1/2} \cdot V^H &= \begin{bmatrix} \frac{-e^{-j\frac{\alpha}{2}}}{\sqrt{2}} & \frac{j \cdot e^{-j\frac{\alpha}{2}}}{\sqrt{2}} \\ \frac{-e^{-j\frac{\alpha}{2}}}{\sqrt{2}} & \frac{-j \cdot e^{-j\frac{\alpha}{2}}}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} (e^{j\frac{\alpha}{2}} + e^{-j\frac{\alpha}{2}}) & 0 \\ 0 & -j(e^{j\frac{\alpha}{2}} - e^{-j\frac{\alpha}{2}}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{-1}{\sqrt{2}} & \frac{-e^{j\Phi}}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{-e^{j\Phi}}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \frac{-(1+e^{-j\alpha})}{\sqrt{2}} & \frac{(1-e^{-j\alpha})}{\sqrt{2}} \\ \frac{-(1+e^{-j\alpha})}{\sqrt{2}} & \frac{-(1-e^{-j\alpha})}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{-1}{\sqrt{2}} & \frac{-e^{j\Phi}}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{-e^{j\Phi}}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\alpha} \cdot e^{j\Phi} \\ e^{-j\alpha} & 1 \cdot e^{j\Phi} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

となる。よって、上述の例のように、 $R = 5000 \text{ m}$ 、 $d_T = d_R = 5 \text{ m}$ といった最適位置でも、そうでなくとも直交伝送路の形成が可能なが分かる。ただし、それぞれの伝送路品質は、 2 及び 2 から、 $(2 + 2 \cos \quad)$ 及び $(2 - 2 \cos \quad)$ に比例し、異なる伝送路品質となる。

【0081】

10

20

30

40

50

図1のブロック図に太い矢印で書かれている $(2 + 2 \cos \theta)$ 及び $(2 - 2 \cos \theta)$ が構築された仮想直交伝送路を示している。ここで注意を要するのは、上記のユニタリ行列は、風や周囲温度等の微妙な気象条件に対する感度の高いアンテナ位置変動（同図中でモデリングしている。）等の外部要因によって生じた伝送路の変動を含んでいる点である。これによって、感度の高いアンテナ方向の変位があったとしても、それを補償すべくユニタリ行列が作用する。後述するように、アンテナ毎に独立した局部発振器を用いた構成でも、その位相差がこのアンテナ位置変動へとモデリングされるので、同構成でも局部発振器を独立した構成が可能となる。

【0082】

なお、この構成は、受信端から送信端へV行列構築のためのフィードバック情報を受け渡す必要があるが、受信端のみで補償することによってフィードバック情報を無くすることも可能である。

10

【0083】

上述の説明は、構築されたパスの太さが異なる場合も含む一般的な仮想直交伝送路の場合であったが、次に、見通し内固定通信路が重根となる特異点での場合について記す。

【0084】

伝搬路が確定されている見通し内の固定通信路を上述のように特異値解析すると、固有値が重根となって特異点の生じるアンテナ間位置が存在する。特異値は一意に決まるが、特異ベクトル(Singular Vectors)は一意ではない。特にこの状態(Deficient matrix)は解析的に厄介で、これによって固有ベクトルの激しい遷移を生ずることもある。この現象を逆に利用すると、色々な構成が可能である。この特性を生かした各種の構成例をこれから説明するが、その前に原理的な部分について記す。

20

【0085】

ここでは、

【数45】

$$\alpha = 2\pi \left(\frac{d^2}{2R} \right) / \gamma = \frac{\pi}{\gamma} \cdot \frac{d^2}{R}$$

30

なるで、

【数46】

$$e^{j\alpha} = \pm j$$

となるアンテナ間位置の場合を考える。

【0086】

この状態での通信路行列Hは、

【数47】

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\alpha} \cdot e^{j\Phi} \\ e^{-j\alpha} & 1 \cdot e^{j\Phi} \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} 1 & -j \cdot e^{j\Phi} \\ -j & 1 \cdot e^{j\Phi} \end{bmatrix}$$

40

となる。

【0087】

ここで、

【数 4 8】

$$\mathbf{\Omega}' = \mathbf{H} \cdot \mathbf{H}^H = \begin{bmatrix} 1 & -j \cdot e^{j\Phi} \\ -j & 1 \cdot e^{j\Phi} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & j \\ j \cdot e^{-j\Phi} & 1 \cdot e^{-j\Phi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ 0 & 2 \end{bmatrix}$$

であるから、

【数 4 9】

$$\begin{vmatrix} 2-\lambda & 0 \\ 0 & 2-\lambda \end{vmatrix} = (2-\lambda)^2$$

10

より固有方程式が重根となる。重根の場合、以下のような変換が可能である。

【0 0 8 8】

今、固有値 λ に対する或る固有ベクトル \mathbf{u}_1 に対して、

【数 5 0】

$$\mathbf{\Omega}' \cdot \mathbf{u}_1 = \lambda \cdot \mathbf{u}_1$$

20

が成り立つ。

【0 0 8 9】

同様に固有値 λ に対する別の固有ベクトル \mathbf{u}_2 に対して、

【数 5 1】

$$\mathbf{\Omega}' \cdot \mathbf{u}_2 = \lambda \cdot \mathbf{u}_2$$

が成り立つ。

【0 0 9 0】

30

従って、両固有ベクトルの線形和に対して、

【数 5 2】

$$\mathbf{\Omega}' \cdot (c_1 \cdot \mathbf{u}_1 + c_2 \cdot \mathbf{u}_2) = \lambda \cdot (c_1 \cdot \mathbf{u}_1 + c_2 \cdot \mathbf{u}_2)$$

が成り立つ。そのため、線形和 $(c_1 \cdot \mathbf{u}_1 + c_2 \cdot \mathbf{u}_2)$ も固有ベクトルとなる。

【0 0 9 1】

そこで、重根に対して他条件からの漸近的な固有ベクトルを、

【数 5 3】

40

$$\begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix}$$

とすると、

【数 5 4】

$$\begin{bmatrix} 2-\lambda & 2 \cdot \cos \alpha \\ 2 \cdot \cos \alpha & 2-\lambda \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix} = \mathbf{0}$$

50

より、

【数 5 5】

$$\mathbf{a} = \frac{-2 \cdot \cos \alpha}{2 - \lambda} \mathbf{b} = \frac{\cos \alpha}{\pm \cos \alpha} \mathbf{b} = \pm \mathbf{b} \quad \therefore \lambda = 2 \pm 2 \cos \alpha$$

となる。

【0 0 9 2】

ところで、

【数 5 6】

$$\mathbf{\Omega}' \cdot \mathbf{u} = \lambda \cdot \mathbf{u}$$

の両辺に左から \mathbf{u}^H を掛けて、

【数 5 7】

$$\mathbf{u}^H \cdot \mathbf{\Omega}' \cdot \mathbf{u} = \lambda$$

を得る。

【0 0 9 3】

そこで、直交する \mathbf{u} を集めて

【数 5 8】

$$\mathbf{U}^H \cdot \mathbf{\Omega}' \cdot \mathbf{U} = \mathbf{\Lambda} \quad \therefore \mathbf{\Omega}' = \mathbf{U} \cdot \mathbf{\Lambda} \cdot \mathbf{U}^H$$

となる。

【0 0 9 4】

また、

【数 5 9】

$$\mathbf{\Omega}' = \mathbf{H} \cdot \mathbf{H}^H = \mathbf{U} \cdot \mathbf{\Lambda}^{1/2} \cdot \mathbf{V}^H \cdot \mathbf{V} \cdot \mathbf{\Lambda}^{1/2} \cdot \mathbf{U}^H = \mathbf{U} \cdot \mathbf{\Lambda} \cdot \mathbf{U}^H$$

であるから、上記の固有ベクトル、すなわち

【数 6 0】

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} \mathbf{a} \\ \pm \mathbf{a} \end{bmatrix}$$

を集め、正規化と直交性を考慮して、

【数 6 1】

$$\mathbf{u}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{x} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ -\mathbf{x} \end{bmatrix}$$

を得る。

【0 0 9 5】

そこで、線形結合として、和と差を考えると、

10

20

30

40

【数 6 2】

$$\mathbf{u}_1 + \mathbf{u}_2 = \begin{bmatrix} 2x \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u}_1 - \mathbf{u}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 2x \end{bmatrix}$$

となり、これより、

【数 6 3】

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

10

を得る。

【0096】

また、

【数 6 4】

$$\mathbf{H} = \mathbf{U} \cdot \Lambda^{1/2} \cdot \mathbf{V}^H = \begin{bmatrix} 1 & -j \cdot e^{j\Phi} \\ -j & 1 \cdot e^{j\Phi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \sqrt{2} & 0 \\ 0 & \sqrt{2} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{V}^H$$

20

であるから、

【数 6 5】

$$\mathbf{V}^H = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -j \cdot e^{j\Phi} \\ -j & 1 \cdot e^{j\Phi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{-j \cdot e^{j\Phi}}{\sqrt{2}} \\ -j & \frac{e^{j\Phi}}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

30

となる。

【0097】

試しに、ここで求めた各行列 \mathbf{U} 、 $\Lambda^{1/2}$ 、 \mathbf{V}^H を用いて、通信路行列 \mathbf{H} を計算してみると、

【数 6 6】

$$\mathbf{H} = \mathbf{U} \cdot \Lambda^{1/2} \cdot \mathbf{V}^H = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \sqrt{2} & 0 \\ 0 & \sqrt{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{-j \cdot e^{j\Phi}}{\sqrt{2}} \\ -j & \frac{e^{j\Phi}}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -j \cdot e^{j\Phi} \\ -j & e^{j\Phi} \end{bmatrix}$$

40

となって、確かに成り立っていることが分かる。これは、一例であって、重根による特異点によって、同様な方法で色々な分解方法が存在する。

【実施例 1】

【0098】

(送信側だけのマトリクス演算の場合)

まず、本発明の実施例 1 (構成例 1) として、送信側だけのマトリクス演算による上記を用いた構成例を示す。

【0099】

50

[特異値直交行列 $\Lambda^{1/2}$]

この場合、同じ値の仮想直交伝送路を有する場合となるから、特異値直交行列 $\Lambda^{1/2}$ は

【数 6 7】

$$\Lambda^{1/2} = \begin{bmatrix} \sqrt{\lambda_1} & 0 \\ 0 & \sqrt{\lambda_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2+2\cos\alpha} & 0 \\ 0 & \sqrt{2-2\cos\alpha} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2} & 0 \\ 0 & \sqrt{2} \end{bmatrix}$$

である。

【 0 1 0 0 】

[通信路行列 H]

よって、通信路行列 H は、

【数 6 8】

$$\mathbf{H} = \mathbf{U} \cdot \Lambda^{1/2} \cdot \mathbf{V}^H = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \sqrt{2} & 0 \\ 0 & \sqrt{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{-j \cdot e^{j\phi}}{\sqrt{2}} \\ \frac{-j}{\sqrt{2}} & \frac{e^{j\phi}}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

$$\therefore \mathbf{V} = \begin{bmatrix} V_{11} & V_{12} \\ V_{21} & V_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{j}{\sqrt{2}} \\ \frac{j \cdot e^{-j\phi}}{\sqrt{2}} & \frac{e^{-j\phi}}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \mathbf{U}^H = \begin{bmatrix} U_{11} & U_{12} \\ U_{21} & U_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\text{where; } \alpha = 2\pi \left(\frac{d_R^2}{2R} \right) / \gamma = \frac{\pi}{\gamma} \cdot \frac{d_R^2}{R} = \frac{\pi}{2}$$

となる。

【 0 1 0 1 】

以上の結果を元に構成したのが図 2 である。同図において、送信側でのユニタリー行列 V によるマトリクス演算処理部 2 0 1 で処理された送信信号は、複数のアンテナからなる固定アンテナ部 2 0 2 から s_1 及び s_2 として送出される。ここで、 s_1 及び s_2 は等価低域表現による信号表記を用いており、周波数変換の処理は煩雑になることを避けるために省略している。

【 0 1 0 2 】

このようにして送出された信号は受信側における複数のアンテナからなる固定アンテナ部 2 0 3 に r_1 、 r_2 として受信される。ここで、 r_1 、 r_2 は等価低域表現による信号表記を用いており、ベースバンドへの周波数変換は省略している。ここで、受信側でのユニタリー行列 U によるマトリクス演算処理部は全く無く全ての行列演算は送信側のみで行われている点に特徴がある。

【 0 1 0 3 】

【数 6 8】より送信側だけのマトリクス演算のみでも、風や周囲温度等の微妙な気象条件に対する高感度のアンテナ位置変動（同図中 でモデリングしている。）等の外部要因によって生じた伝送路の変動を上記の行列は含んでいてこれによって高感度のアンテナ方向の変位があったとしても、それを補償すべくユニタリー行列が作用する点に特徴がある。

【 0 1 0 4 】

なお、この構成は、受信端から送信端へ V 行列構築のためのフィードバック情報を受け渡す必要がある。図中の太い矢印は伝送路品質が 2 及び 2 に比例して構築された仮想直交伝送路を示している。また、使用するアンテナとしては、パラボラアンテナやホーン

10

20

30

40

50

アンテナ等色々なものがあるがこれらに限定されるものでもない。また、マトリクス演算処理部 201 は、プログラム制御によって実現することもできるし、ASIC 等によるハードウェアで構成することもできる。

【実施例 2】

【0105】

(送信側のみのマトリクス演算で異なるパスの太さを持った仮想直交伝送路の場合)

次に、本発明の実施例 2 (構成例 2) として、異なる太さの仮想直交伝送路を形成し送信側のみのマトリクス演算による構成例を示す。

【0106】

[特異値直交行列 $^{1/2}$]

10

この場合、異なる値の仮想直交伝送路を有する場合となるから、特異値直交行列 $^{1/2}$ は、

【数 69】

$$\Lambda^{1/2} = \begin{bmatrix} \sqrt{\lambda_1} & 0 \\ 0 & \sqrt{\lambda_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2+2\cos\alpha} & 0 \\ 0 & \sqrt{2-2\cos\alpha} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) & 0 \\ 0 & 2\sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (e^{j\frac{\alpha}{2}} + e^{-j\frac{\alpha}{2}}) & 0 \\ 0 & -j(e^{j\frac{\alpha}{2}} - e^{-j\frac{\alpha}{2}}) \end{bmatrix}$$

である。

【0107】

20

[通信路行列 H]

よって、通信路行列 H は、

【数 70】

$$\mathbf{H} = \mathbf{U} \cdot \Lambda^{1/2} \cdot \mathbf{V}^H = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\alpha} \cdot e^{j\Phi} \\ e^{-j\alpha} & 1 \cdot e^{j\Phi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} (e^{j\frac{\alpha}{2}} + e^{-j\frac{\alpha}{2}}) & 0 \\ 0 & -j(e^{j\frac{\alpha}{2}} - e^{-j\frac{\alpha}{2}}) \end{bmatrix} \cdot \mathbf{V}^H$$

となる。これにより、行列 \mathbf{V}^H は、

30

【数 71】

$$\mathbf{V}^H = \begin{bmatrix} (e^{j\frac{\alpha}{2}} + e^{-j\frac{\alpha}{2}}) & 0 \\ 0 & -j(e^{j\frac{\alpha}{2}} - e^{-j\frac{\alpha}{2}}) \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\alpha} \cdot e^{j\Phi} \\ e^{-j\alpha} & 1 \cdot e^{j\Phi} \end{bmatrix}$$

である。

【0108】

ここで、

40

【数 72】

$$\frac{1}{(e^{j\frac{\alpha}{2}} + e^{-j\frac{\alpha}{2}})} = \frac{1}{2 \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}, \quad \frac{1}{-j(e^{j\frac{\alpha}{2}} - e^{-j\frac{\alpha}{2}})} = \frac{1}{2 \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)}$$

であるから、行列 \mathbf{V}^H として、

【数 7 3】

$$\mathbf{V}^H = \begin{bmatrix} \frac{1}{2 \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2 \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\alpha} \cdot e^{j\Phi} \\ e^{-j\alpha} & 1 \cdot e^{j\Phi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2 \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} & \frac{e^{-j\alpha} \cdot e^{j\Phi}}{2 \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \\ \frac{e^{-j\alpha}}{2 \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} & \frac{e^{j\Phi}}{2 \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \end{bmatrix}$$

10

を得る。

【0 1 0 9】

ただし、ベクトルの二乗ノルムを見ると、

【数 7 4】

$$\frac{1}{4 \cdot \cos^2\left(\frac{\alpha}{2}\right)} + \frac{1}{4 \cdot \sin^2\left(\frac{\alpha}{2}\right)} = \frac{4}{16 \cdot \sin^2\left(\frac{\alpha}{2}\right) \cdot \cos^2\left(\frac{\alpha}{2}\right)} = \frac{1}{2 \cdot \sin^2(\alpha)}$$

であるから、 \mathbf{V}^H はもはやユニタリ行列ではない。従って、行列 \mathbf{V} を求めるには、逆行
列演算が必要となる。 20

【0 1 1 0】

試しに、ここで求めた各行列 \mathbf{U} 、 $\Lambda^{1/2}$ 、 \mathbf{V}^H を用いて、通信路行列 \mathbf{H} を計算してみ
ると、

【数 7 5】

$$\mathbf{H} = \mathbf{U} \cdot \Lambda^{1/2} \cdot \mathbf{V}^H = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 2 \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) & 0 \\ 0 & 2 \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{2 \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} & \frac{e^{-j\alpha} \cdot e^{j\Phi}}{2 \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \\ \frac{e^{-j\alpha}}{2 \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} & \frac{e^{j\Phi}}{2 \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\alpha} \cdot e^{j\Phi} \\ e^{-j\alpha} & 1 \cdot e^{j\Phi} \end{bmatrix} \quad 30$$

となって、確かに成り立っていることが分かる。

【0 1 1 1】

次に、 \mathbf{V}^H の逆行列 \mathbf{V} を考えると、任意の行列 \mathbf{A} 、すなわち

【数 7 6】

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \quad 40$$

の逆行列 \mathbf{A}^{-1} は、

【数 7 7】

$$\mathbf{A}^{-1} = \frac{1}{a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21}} \begin{bmatrix} a_{22} & -a_{12} \\ -a_{21} & a_{11} \end{bmatrix}$$

$$\left(\because \mathbf{AA}^{-1} = \frac{1}{a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21}} \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_{22} & -a_{12} \\ -a_{21} & a_{11} \end{bmatrix} = \frac{1}{a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21}} \begin{bmatrix} a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21} & 0 \\ 0 & a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21} \end{bmatrix} \right)$$

となる。

【 0 1 1 2 】

従って、行列 V として、

【数 7 8】

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2 \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} & \frac{e^{-j\alpha} \cdot e^{j\Phi}}{2 \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \\ \frac{e^{-j\alpha}}{2 \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} & \frac{e^{j\Phi}}{2 \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \end{bmatrix}^{-1} = \frac{1}{\frac{1}{2 \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \cdot \frac{e^{j\Phi}}{2 \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} - \frac{e^{-j\alpha} \cdot e^{j\Phi}}{2 \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \cdot \frac{e^{-j\alpha}}{2 \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)}} \begin{bmatrix} \frac{e^{j\Phi}}{2 \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} & -\frac{e^{-j\alpha} \cdot e^{j\Phi}}{2 \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \\ \frac{e^{-j\alpha}}{2 \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} & \frac{1}{2 \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \end{bmatrix}$$

$$= \frac{2 \cdot \left(2 \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right)}{1 - e^{-j2\alpha}} \begin{bmatrix} \frac{1}{2 \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} & -\frac{e^{-j\alpha}}{2 \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \\ \frac{e^{-j\alpha} \cdot e^{-j\Phi}}{2 \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} & \frac{e^{-j\Phi}}{2 \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \end{bmatrix} = \frac{2}{1 - e^{-j2\alpha}} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) & -e^{-j\alpha} \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) \\ -e^{-j\Phi} e^{-j\alpha} \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) & e^{-j\Phi} \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) \end{bmatrix}$$

$$= \frac{2}{e^{j\alpha} - e^{-j\alpha}} \begin{bmatrix} e^{j\alpha} \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) & -\sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) \\ -e^{-j\Phi} \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) & e^{-j\Phi} e^{j\alpha} \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) \end{bmatrix} = \frac{1}{j \sin \alpha} \begin{bmatrix} e^{j\alpha} \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) & -\sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) \\ -e^{-j\Phi} \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) & e^{-j\Phi} e^{j\alpha} \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} -je^{j\alpha} \frac{\cos(\alpha/2)}{\sin \alpha} & \frac{j \sin(\alpha/2)}{\sin \alpha} \\ \frac{je^{-j\Phi} \cos(\alpha/2)}{\sin \alpha} & -je^{-j\Phi} e^{j\alpha} \frac{\sin(\alpha/2)}{\sin \alpha} \end{bmatrix} \quad \text{where; } \alpha = 2\pi \left(\frac{d_R^2}{2R} \right) / \gamma = \frac{\pi}{\gamma} \cdot \frac{d_R^2}{R}$$

を得る。以上の結果を基に構成したのが図 3 である。

【 0 1 1 3 】

図 3 において、送信側での行列 V によるマトリクス演算処理部 3 0 1 で処理された送信信号は、複数のアンテナからなる固定アンテナ部 3 0 2 から s_1 及び s_2 として送出される。ここで、 s_1 及び s_2 は等価低域表現による信号表記を用いており、周波数変換の処理は煩雑になることを避けるために省略している。

【 0 1 1 4 】

このようにして送出された信号は、受信側における複数のアンテナからなる固定アンテナ部 3 0 3 に r_1 、 r_2 として受信される。ここで、 r_1 、 r_2 は等価低域表現による信号表記を用いており、ベースバンドへの周波数変換は省略している。ここで、受信側での行列 U によるマトリクス演算処理部は全く無く全ての行列演算は送信側のみで行われているのが特徴である。

【 0 1 1 5 】

【数 7 8】より送信側だけのマトリクス演算でも、風や周囲温度等の微妙な気象条件に対する感度の高いアンテナ位置変動（同図中 でモデリングしている。）等の外部要因によって生じた伝送路の変動を上記の行列は含んでいて、これによって感度の高いアンテナ

10

20

30

40

50

方向の変位があったとしてもそれを補償すべく送信側の行列が作用する点に特徴がある。

【 0 1 1 6 】

なお、この構成は、受信端から送信端へV行列構築のためのフィードバック情報を受け渡す必要がある。また、使用するアンテナとしては、パラボラアンテナやホーンアンテナ等色々なものがあるが、これらに限定されるものでもない。また、マトリクス演算処理部 3 0 1 は、プログラム制御によって実現することもできるし、A S I C等によるハードウェアで構成することもできる。

【 0 1 1 7 】

このように $R = 5 0 0 0 \text{ m}$ 、 $d_T = d_R = 5 \text{ m}$ といった最適位置でなくとも仮想的な直交伝送路の形成が可能でしかも送信側の行列処理だけで実現できていることが分かる。

10

【 0 1 1 8 】

上述の送信側のみマトリクス演算構成の応用例を図 2 0 に示す。同図において、基幹網に近い送信局 2 0 0 1 に複数のアンテナを装備し、ユーザー網に近い受信局 2 0 0 2 及び受信局 2 0 0 3 にはそれぞれ一個のアンテナを装備する。受信局 2 0 0 1 と受信局 2 0 0 3 の間は距離が離れており、マトリクス演算を行うことができない。一方、送信局 2 0 0 1 では送信マトリクス演算を行うことができるので、上記で説明した送信側のみマトリクス演算構成が適用できる。なお、このような一局対多局構成の考え方は次に説明する受信側のみマトリクス演算構成でも多局対一局として適用できるのはいうまでもない。

【 実施例 3 】

【 0 1 1 9 】

20

(受信側のみユニタリー行列演算で送信局部発振器独立構成の場合)

次に、本発明の実施例 3 (構成例 3) として、受信側のみユニタリー行列演算による構成例を示す。この構成例 3 は、受信端から送信端へのフィードバック情報を必要とせず、また送信端で独立なアンテナ毎の局発振器を用いることができる構成で、しかも特性は S V D 方式と全く同じである。

【 0 1 2 0 】

[特異値直交行列 $^{1/2}$]

この場合、同じ値の仮想直交伝送路を有する場合となるから、特異値直交行列 $^{1/2}$ は

【 数 7 9 】

30

$$\Lambda^{1/2} = \begin{bmatrix} \sqrt{\lambda_1} & 0 \\ 0 & \sqrt{\lambda_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2+2\cos\alpha} & 0 \\ 0 & \sqrt{2-2\cos\alpha} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2} & 0 \\ 0 & \sqrt{2} \end{bmatrix}$$

となる。

【 0 1 2 1 】

[通信路行列 H]

よって、通信路行列 H として、

40

【数 8 0】

$$\mathbf{H} = \mathbf{U} \cdot \mathbf{\Lambda}^{1/2} \cdot \mathbf{V}^H = \mathbf{U} \cdot \begin{bmatrix} \sqrt{2} & 0 \\ 0 & \sqrt{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{where; } \Phi = \Phi_L + \Phi_A$$

$$\therefore \mathbf{U} = \begin{bmatrix} U_{11} & U_{12} \\ U_{21} & U_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -j \cdot e^{j\Phi} \\ -j & 1 \cdot e^{j\Phi} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 0 \\ 0 & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & -j \cdot e^{j\Phi}/\sqrt{2} \\ -j/\sqrt{2} & e^{j\Phi}/\sqrt{2} \end{bmatrix}$$

$$\therefore \mathbf{U}^H = \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & j/\sqrt{2} \\ j \cdot e^{-j\Phi}/\sqrt{2} & e^{-j\Phi}/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad \text{where; } \alpha = 2\pi \left(\frac{d_R^2}{2R} \right) / \gamma = \frac{\pi}{\gamma} \cdot \frac{d_R^2}{R} = \frac{\pi}{2}$$

を得る。

【 0 1 2 2】

以上の結果を基に構成したのが図 4 である。図 4 において、送信側でのユニタリー行列 \mathbf{V} によるマトリクス演算処理部は全く無く、全ての行列演算は受信側のみで行われている点がこの構成の特徴である。

【 0 1 2 3】

【数 8 0】より、受信側だけのマトリクス演算のみでも、風や周囲温度等の微妙な気象条件に対する感度の高いアンテナ位置変動（同図中 \mathbf{A} でモデリングしている。）等の外部要因によって生じた伝送路の変動を上記の行列は含んでいる。これによって、感度の高いアンテナ方向の変位があったとしても、それを補償すべくユニタリー行列が作用する点に特徴がある。

【 0 1 2 4】

更に、この構成の最大の特徴は、固定マイクロ波通信システムで扱う周波数の関係からアンテナ間隔を広く取る必要があるが、それに伴って局部発振器をアンテナ近くに設置している点である。すなわち、送信側でアンテナ毎に独立な局部発振器を用いている点に特徴がある。

【 0 1 2 5】

図 4 において、送信信号は、パイロット信号生成部 4 0 1 によってアンテナ毎のパイロット信号を付加された後、送信側における局部発振器 4 0 4、4 0 5 とミキサ 4 0 3、4 0 7 を含む周波数変換部 4 0 2 によって無線周波数に周波数変換され、複数のアンテナからなる固定アンテナ部 4 0 8 から s_1 及び s_2 として送出される。ここで、 s_1 及び s_2 は等価低域表現による信号表記を用いている。

【 0 1 2 6】

ここで注意を要するのは、アンテナ毎に独立の局部発振器 4 0 4、4 0 5 を用いている点で、そのためにアンテナ毎のキャリア間でキャリア同期していないことによって生じる位相雑音 \mathbf{L} が発生する。図中の 4 0 6 が、それをモデリングしたものである。

【 0 1 2 7】

このようにして送出された信号は、受信側における複数のアンテナからなる固定アンテナ部 4 0 9 に r_1 、 r_2 として受信される。ここで、 r_1 、 r_2 は等価低域表現による信号表記を用いており、ベースバンドへの周波数変換は省略している。それぞれの受信信号 r_1 、 r_2 は、受信側のユニタリー行列 \mathbf{U} によるマトリクス演算処理部 4 1 0 で処理され、MIMO の信号分離 / 検出が完了する。

【 0 1 2 8】

ここで注意を要するのは、送信側でのユニタリー行列 \mathbf{V} によるマトリクス演算処理部は全く無く全ての行列演算は受信側のみで行われている点である。

【 0 1 2 9】

【数 8 0】より、受信側だけのマトリクス演算のみでも、風や周囲温度等の微妙な気象条件に対する感度の高いアンテナ位置変動（同図中 \mathbf{A} でモデリングしている）等の外部

10

20

30

40

50

要因によって生じた伝送路の変動を上記の行列は含んでいる。更に、キャリア同期していないことによる位相雑音 ϕ_L を含んでいる。このため、感度の高いアンテナ方向の変位やキャリア間の位相変位があったとしても、それを補償すべくユニタリー行列が作用する。

【0130】

なお、この構成による最大のメリットは、受信端から送信端へV行列構築のためのフィードバック情報を受け渡す必要がないという点である。図中の太い矢印は伝送路品質が2及び2に比例して構築された仮想直交伝送路を示している。また、使用するアンテナとしては、パラボラアンテナやホーンアンテナ等色々なものがあるが、これらに限定されるものでもない。また、マトリクス演算処理部410は、プログラム制御によって実現することもできるし、ASIC等によるハードウェアで構成することもできる。

10

【0131】

このように送信端でユニタリー行列演算を用いない構成でも、直交伝送路の形成が可能である。また、パイロット信号によって位相差 $\phi = \phi_L + \phi_A$ が検出可能であれば、送信端で独立の局部発振器を用いたとしても、仮想直交伝送路の構築が可能となる。これによって形成される直交伝送路は、この位相差の影響を受けない。更に、受信端から送信端へのフィードバックを必要としない。使っている行列はユニタリー行列なので、特性はSVD方式と全く同じになる。

【実施例4】

【0132】

(受信側のみのユニタリー行列演算で送受局部発振器独立構成の場合)

20

次に、本発明の実施例4(構成例4)として、同じ太さの仮想直交伝送路を形成し、受信側のみのユニタリー演算で送信側及び受信側共にアンテナ毎に独立な局部発振器を用いた場合による構成例を示す。

【0133】

この構成例4も、受信端から送信端へのフィードバック情報を必要としない。また、送信、受信共に独立なアンテナ毎の局部発振器を用いることができる構成で、しかも特性はSVD方式と全く同じである。更に、送信アンテナ及び受信アンテナ共に、風や周囲温度等の微妙な気象条件に対する感度の高いアンテナ方向の動きで激しい位相変位を生じてても全てアンテナ毎の局部発振器による位相変動と同じモデリングに帰着することができることを利用して解析している。なお、上述の理論解析では、このような感度の高いアンテナ方向の変位があっても、上述の大容量化のための通信路容量は変わらないことを解析的に示している。

30

【0134】

[特異値直交行列 $\Lambda^{1/2}$]

この場合、特異値直交行列 $\Lambda^{1/2}$ は、

【数81】

$$\Lambda^{1/2} = \begin{bmatrix} \sqrt{\lambda_1} & 0 \\ 0 & \sqrt{\lambda_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2+2\cos\alpha} & 0 \\ 0 & \sqrt{2-2\cos\alpha} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2} & 0 \\ 0 & \sqrt{2} \end{bmatrix}$$

40

となる。

【0135】

[通信路行列H]

よって、通信路行列Hとして、

【数 8 2】

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & -j \cdot e^{j\Phi} \\ -j \cdot e^{j\phi} & 1 \cdot e^{j(\Phi+\phi)} \end{bmatrix} = \mathbf{U} \cdot \Lambda^{1/2} \cdot \mathbf{V}^H = \mathbf{U} \cdot \begin{bmatrix} \sqrt{2} & 0 \\ 0 & \sqrt{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{where; } \begin{cases} \Phi = \Phi_L + \Phi_A \\ \phi = \phi_L + \phi_A \end{cases}$$

$$\therefore \mathbf{U} = \begin{bmatrix} U_{11} & U_{12} \\ U_{21} & U_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -j \cdot e^{j\Phi} \\ -j \cdot e^{j\phi} & 1 \cdot e^{j(\Phi+\phi)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 0 \\ 0 & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & -j \cdot e^{j\Phi}/\sqrt{2} \\ -j \cdot e^{j\phi}/\sqrt{2} & e^{j(\Phi+\phi)}/\sqrt{2} \end{bmatrix}$$

$$\therefore \mathbf{U}^H = \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & j \cdot e^{-j\phi}/\sqrt{2} \\ j \cdot e^{-j\Phi}/\sqrt{2} & e^{-j(\Phi+\phi)}/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad \text{where; } \alpha = 2\pi \left(\frac{d_R^2}{2R} \right) / \gamma = \frac{\pi}{\gamma} \cdot \frac{d_R^2}{R} = \frac{\pi}{2}$$

10

を得る。

【0136】

以上の結果を基に構成したのが図5である。図5において、送信側でのユニタリ行列Vによるマトリクス演算処理部は全く無く、全ての行列演算は受信側のみで行われている。受信側だけのマトリクス演算のみでも、風や周囲温度等の微妙な気象条件に対する感度の高い送信側及び受信側のアンテナ位置変動（同図中 ϕ_A 及び Φ_A でモデリングしている。）等の外部要因によって生じた伝送路の変動を上記の行列は含んでいる。これによって、感度の高いアンテナ方向の変位があったとしても、それを補償すべくユニタリ行列が作用する。更に、この構成の特徴として、固定マイクロ波通信システムで扱う周波数の関係からアンテナ間隔を広く取る必要があり、それに伴って局部発振器をアンテナ近くに設置している。すなわち、送信側及び受信側共にアンテナ毎に独立な局部発振器を用いている点に最大の特徴がある。このように送信側、受信側共にアンテナ独立の局部発振器を用いたとしても、パイロット信号を適切に検出すれば、SVD方式と等価な特性を得ることができる。

20

【0137】

図5において、送信信号は、パイロット信号生成部501によってアンテナ毎のパイロット信号を付加された後、送信側における局部発振器504、505とミキサ503、507を含む周波数変換部502によって無線周波数に周波数変換され、複数のアンテナからなる固定アンテナ部508から s_1 及び s_2 として送出される。 s_1 及び s_2 は等価低域表現による信号表記を用いている。ここで注意を要するのは、アンテナ毎に独立の局部発振器504、505を用いているために、アンテナ毎のキャリア間でキャリア同期していないことによって生じる位相雑音 ϕ_L が発生する点である。図中に示した506が、それをモデリングしたものである。

30

【0138】

このようにして送出された信号は、受信側における複数のアンテナからなる固定アンテナ部509に r_1 、 r_2 として受信される。ここで、 r_1 、 r_2 は等価低域表現による信号表記を用いている。受信信号 r_1 及び r_2 は、受信側における局部発振器512、513とミキサ511、515を含む周波数変換部510によってベースバンド信号に周波数変換された後、パイロット信号検出部516を通して受信側のユニタリ行列Uによるマトリクス演算処理部517で処理され、これによってMIMOの信号分離/検出が完了する。受信側の処理で注意を要するのは、アンテナ毎に独立の局部発振器512、513を用いている点で、そのためにアンテナ毎のキャリア間でキャリア同期していないことによって生じる位相雑音 ϕ_L が発生する。図中の514が、それをモデリングしたものである。また、使用するアンテナとしては、パラボラアンテナやホーンアンテナ等色々なものがあるがこれらに限定されるものでもない。また、マトリクス演算処理部517は、プログラム制御によって実現することもできるし、ASIC等によるハードウェアで構成することもできる。

40

【0139】

パイロット信号検出部516では、パイロット信号生成が送信側の局部発振器による処

50

理より前にあり、且つパイロット検出が受信側の局部発振器による処理より後に配置されているので、[数82]における $\theta = \theta_L + \theta_A$ 及び $\theta = \theta_L + \theta_A$ の検出を行うことができる。これによって、送信側でのユニタリ行列 V によるマトリクス演算処理部を全て省略して全ての行列演算を受信側のみで行うことができる。[数82]より風や周囲温度等の微妙な気象条件に対する感度の高いアンテナ位置変動（同図において θ_A 及び θ_A でモデリングしている。）等の外部要因によって生じた伝送路の変動、及び、キャリア同期していないことによる位相雑音 θ_L や θ_L を補償すべくユニタリ行列が作用するからである。なお、この構成による最大のメリットは、受信端から送信端へ V 行列構築のためのフィードバック情報を受け渡す必要がないという点である。図中の太い矢印は、伝送路品質が θ_2 及び θ_2 に比例して構築された仮想直交伝送路を示している。

10

【0140】

このように送信端でユニタリ行列演算を用いない構成でも直交伝送路の形成が可能で、またパイロット信号によって位相差 $\theta = \theta_L + \theta_A$ 及び $\theta = \theta_L + \theta_A$ の検出が可能である。このため、送信端で独立の局部発振器を用いても、更に受信端で独立な局部発振器を用いても、仮想直交伝送路を形成することができる。これによる直交伝送路は、この位相差 θ や θ の影響を受けない。更に受信端から送信端へのフィードバックを必要としない。更に、使っている行列は、ユニタリ行列なので、特性はSVD方式と全く同じになる。

【実施例5】

【0141】

（異なる太さの仮想直交伝送路で、受信側のみの行列演算、送受共にアンテナ毎の局部発振器）

20

次に、本発明の実施例5（構成例5）として、異なる太さの仮想直交伝送路を形成し、受信側のみのマトリクス演算で、更に、送信側及び受信側共にアンテナ毎に独立な局部発振器を用いた構成例を示す。

【0142】

異なる値の仮想直交伝送路を形成する例である。この構成例5も受信端から送信端へのフィードバック情報を必要としない。また、送信及び受信共に独立なアンテナ毎の局部発振器を用いることができる構成である。更に送信アンテナ及び受信アンテナ共に、風や周囲温度等の微妙な気象条件に対する感度の高いアンテナ方向の動きで激しい位相変位を生じても全てアンテナ毎の局部発振器による位相変動と同じモデリングに帰着することができることを利用して解析している。実用的なフレキシビリティのある構成とするため、最適なアンテナ位置と異なるアンテナ間距離で構成されている。従って、特性はSVD方式と異なってくる。この構成の特性解析については後述する。

30

【0143】

[特異値直交行列 $\Lambda^{1/2}$]

異なる値の仮想直交伝送路を形成する例であるから、

【数83】

$$\Lambda^{1/2} = \begin{bmatrix} \sqrt{\lambda_1} & 0 \\ 0 & \sqrt{\lambda_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2+2\cos\alpha} & 0 \\ 0 & \sqrt{2-2\cos\alpha} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) & 0 \\ 0 & 2\sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (e^{j\frac{\alpha}{2}} + e^{-j\frac{\alpha}{2}}) & 0 \\ 0 & -j(e^{j\frac{\alpha}{2}} - e^{-j\frac{\alpha}{2}}) \end{bmatrix}$$

40

となる。

【0144】

[通信路行列 H]

【数 8 4】

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\alpha} \cdot e^{j\Phi} \\ e^{-j\alpha} \cdot e^{j\phi} & 1 \cdot e^{j(\Phi+\phi)} \end{bmatrix} \quad \text{where; } \begin{cases} \Phi = \Phi_L + \Phi_A \\ \phi = \phi_L + \phi_A \end{cases}$$

となる。

ここで、送信側の感度の高いアンテナ変位 ϕ_A は、送信側の独立なアンテナ毎の局部発振器による位相変動 ϕ_L に含めて ϕ とし、受信側の感度の高いアンテナ変位 Φ_A は、受信側の独立なアンテナ毎の局部発振器による位相変動 Φ_L に含めて Φ としている。

10

【0 1 4 5】

【数 8 5】

$$\mathbf{H} = \mathbf{U} \cdot \Lambda^{1/2} \cdot \mathbf{V}^H = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\alpha} \cdot e^{j\Phi} \\ e^{-j\alpha} \cdot e^{j\phi} & 1 \cdot e^{j(\Phi+\phi)} \end{bmatrix} = \mathbf{U} \cdot \begin{bmatrix} (e^{j\frac{\alpha}{2}} + e^{-j\frac{\alpha}{2}}) & 0 \\ 0 & -j(e^{j\frac{\alpha}{2}} - e^{-j\frac{\alpha}{2}}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

であるから、

【数 8 6】

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\alpha} \cdot e^{j\Phi} \\ e^{-j\alpha} \cdot e^{j\phi} & 1 \cdot e^{j(\Phi+\phi)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} (e^{j\frac{\alpha}{2}} + e^{-j\frac{\alpha}{2}}) & 0 \\ 0 & -j(e^{j\frac{\alpha}{2}} - e^{-j\frac{\alpha}{2}}) \end{bmatrix}^{-1}$$

20

となる。

【0 1 4 6】

また、

【数 8 7】

$$\frac{1}{(e^{j\frac{\alpha}{2}} + e^{-j\frac{\alpha}{2}})} = \frac{1}{2 \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}, \quad \frac{1}{-j(e^{j\frac{\alpha}{2}} - e^{-j\frac{\alpha}{2}})} = \frac{1}{2 \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)}$$

30

であるから、

【数 8 8】

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\alpha} \cdot e^{j\Phi} \\ e^{-j\alpha} \cdot e^{j\phi} & 1 \cdot e^{j(\Phi+\phi)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{2 \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2 \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2 \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} & \frac{e^{-j\alpha} \cdot e^{j\Phi}}{2 \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \\ \frac{e^{-j\alpha} \cdot e^{j\phi}}{2 \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} & \frac{e^{j(\Phi+\phi)}}{2 \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \end{bmatrix}$$

40

となる。

【0 1 4 7】

ただし、ベクトルの二乗ノルムを見ると、

【数 8 9】

$$\frac{1}{4 \cdot \cos^2\left(\frac{\alpha}{2}\right)} + \frac{1}{4 \cdot \sin^2\left(\frac{\alpha}{2}\right)} = \frac{4}{16 \cdot \sin^2\left(\frac{\alpha}{2}\right) \cdot \cos^2\left(\frac{\alpha}{2}\right)} = \frac{1}{2 \cdot \sin^2(\alpha)}$$

である。このため、U は、もはやユニタリ行列ではない。従って、U^H を求めるには、逆行列演算が必要となる。

【0 1 4 8】

10

試しに、ここで求めた各行列 U、 $\Lambda^{1/2}$ 、V^H を用いて、通信路行列 H を計算してみると、

【数 9 0】

$$\begin{aligned} \mathbf{H} = \mathbf{U} \cdot \mathbf{\Lambda}^{1/2} \cdot \mathbf{V}^H &= \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\alpha} \cdot e^{j\Phi} \\ 2 \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) & 2 \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) \\ e^{-j\alpha} \cdot e^{j\phi} & e^{j(\Phi+\phi)} \\ 2 \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) & 2 \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 2 \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) & 0 \\ 0 & 2 \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\alpha} \cdot e^{j\Phi} \\ e^{-j\alpha} \cdot e^{j\phi} & 1 \cdot e^{j(\Phi+\phi)} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

20

となつて、確かに成り立っていることが分かる。

【0 1 4 9】

次に、行列 U の逆行列 U⁻¹ を考える。任意の行列 A、すなわち

【数 9 1】

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}$$

30

の逆行列 A⁻¹ は、

【数 9 2】

$$\begin{aligned} \mathbf{A}^{-1} &= \frac{1}{a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21}} \begin{bmatrix} a_{22} & -a_{12} \\ -a_{21} & a_{11} \end{bmatrix} \\ \left(\because \mathbf{A}\mathbf{A}^{-1} &= \frac{1}{a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21}} \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_{22} & -a_{12} \\ -a_{21} & a_{11} \end{bmatrix} = \frac{1}{a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21}} \begin{bmatrix} a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21} & 0 \\ 0 & a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21} \end{bmatrix} \right) \end{aligned}$$

40

となる。

【0 1 5 0】

従つて、

【数 9 3】

$$\begin{aligned}
U^{-1} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{2 \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} & \frac{e^{-j\alpha} \cdot e^{j\Phi}}{2 \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \\ \frac{e^{-j\alpha} \cdot e^{j\Phi}}{2 \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} & \frac{e^{j(\Phi+\pi)}}{2 \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \end{bmatrix}^{-1} = \frac{1}{\begin{vmatrix} \frac{1}{2 \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} & \frac{e^{-j\alpha} \cdot e^{j\Phi}}{2 \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \\ \frac{e^{-j\alpha} \cdot e^{j\Phi}}{2 \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} & \frac{e^{j(\Phi+\pi)}}{2 \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \end{vmatrix}} \begin{bmatrix} \frac{e^{j(\Phi+\pi)}}{2 \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} & -\frac{e^{-j\alpha} \cdot e^{j\Phi}}{2 \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \\ \frac{e^{-j\alpha} \cdot e^{j\Phi}}{2 \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} & \frac{1}{2 \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \end{bmatrix} \\
&= \frac{2 \cdot \left(2 \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right)}{1 - e^{-j2\alpha}} \begin{bmatrix} \frac{1}{2 \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} & -\frac{e^{-j\alpha} \cdot e^{-j\Phi}}{2 \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \\ -\frac{e^{-j\alpha} \cdot e^{-j\Phi}}{2 \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} & \frac{e^{-j(\Phi+\pi)}}{2 \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \end{bmatrix} = \frac{2}{1 - e^{-j2\alpha}} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) & -e^{-j\alpha} \cdot e^{-j\Phi} \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \\ -e^{-j\Phi} e^{-j\alpha} \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) & e^{-j(\Phi+\pi)} \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) \end{bmatrix} \tag{10} \\
&= \frac{2}{e^{j\alpha} - e^{-j\alpha}} \begin{bmatrix} e^{j\alpha} \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) & -e^{-j\Phi} \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \\ -e^{-j\Phi} \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) & e^{-j(\Phi+\pi)} e^{j\alpha} \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) \end{bmatrix} = \frac{1}{j \sin \alpha} \begin{bmatrix} e^{j\alpha} \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) & -e^{-j\Phi} \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \\ -e^{-j\Phi} \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) & e^{-j(\Phi+\pi)} e^{j\alpha} \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} -je^{j\alpha} \frac{\cos(\alpha/2)}{\sin \alpha} & je^{-j\Phi} \frac{\cos(\alpha/2)}{\sin \alpha} \\ je^{-j\Phi} \frac{\sin(\alpha/2)}{\sin \alpha} & -je^{-j(\Phi+\pi)} e^{j\alpha} \frac{\sin(\alpha/2)}{\sin \alpha} \end{bmatrix} \quad \text{where; } \alpha = 2\pi \left(\frac{d_R^2}{2R}\right) / \gamma = \frac{\pi}{\gamma} \cdot \frac{d_R^2}{R}
\end{aligned}$$

10
20

を得る。以上の結果を基に構成したのが図 6 である。

【 0 1 5 1】

上記は、異なる値の仮想直交伝送路の場合であるが、パイロット検出を適切に行えば、送受信端共にアンテナ毎の局部発振器を用いた場合でも、直交伝送路の形成が可能である。送信側でのマトリクス演算を用いない構成なので受信端から送信端へのフィードバック情報を必要とせず、送信端位相変動 や受信端位相変動 といった速い位相変動に対応できる。

【 0 1 5 2】

また、R = 5 0 0 0 m、d_T = d_R = 5 m といった最適アンテナ間位置でなくとも、送信側マトリクス処理をすることなく、異なる伝送路品質をもった直交伝送路の形成が可能となる。ただし、U^H は、もはやユニタリ行列ではなく、逆行列 U⁻¹ となる。このため、SVD方式からの特性劣化が予想される。SVD方式と、この方式との特性差については後述する。

30

【 0 1 5 3】

図 6 において、送信信号はパイロット信号生成部 6 0 1 によってアンテナ毎に互いに直交するパイロット信号が付加される。用いる直交パイロット信号としてはアダマール行列から得られた直交パターンや、或いは、C A Z A C 系列を用いてもよい。このようにしてパイロットが付加された送信信号は、送信側における局部発振器 6 0 4、6 0 5 とミキサ 6 0 3、6 0 7 を含む周波数変換部 6 0 2 によって無線周波数に周波数変換され、複数のアンテナからなる固定アンテナ部 6 0 8 から s₁ 及び s₂ として送出される。s₁ 及び s₂ は等価低域表現による信号表記を用いている。ここで注意を要するのは、アンテナ毎に独立の局部発振器 6 0 4、6 0 5 を用いているために、アンテナ毎のキャリア間でキャリア同期していないことによって生じる位相雑音 φ_L が発生する点である。図中に示した 6 0 6 が、それをモデリングしたものである。

40

【 0 1 5 4】

このようにして送出された信号は、受信側における複数のアンテナからなる固定アンテナ部 6 0 9 に r₁、r₂ として受信される。ここで、r₁、r₂ は等価低域表現による信号表記を用いている。受信信号 r₁ 及び r₂ は、受信側における局部発振器 6 1 2、6 1 3 とミキサ 6 1 1、6 1 5 を含む周波数変換部 6 1 0 によってベースバンド信号に周波数

50

変換された後、パイロット信号検出部 616 を通って受信側行列 U によるマトリクス演算処理部 617 で処理され、これによって MIMO の信号分離 / 検出が完了する。

【0155】

受信側の処理では、アンテナ毎に独立の局部発振器 612 及び 613 を用いている。そのため、アンテナ毎のキャリア間でキャリア同期していないことによって生じる位相雑音 ϕ_L が発生する。同図の中の 614 が、それをモデリングしたものである。また、使用するアンテナとしては、パラボラアンテナやホーンアンテナ等色々なものがあるが、これらに限定されるものでもない。また、マトリクス演算処理部 617 は、プログラム制御によって実現することもできるし、ASIC 等によるハードウェアで構成することもできる。

【0156】

パイロット信号検出部 616 では、互いに直交するパイロット信号の生成が送信側の局部発振器による処理より前にあり、且つパイロット検出が受信側の局部発振器による処理より後に配置されている。このため、[数93]における $\phi = \phi_L + \phi_A$ 及び $\phi = \phi_L + \phi_A$ の検出を行うことができる。パイロット信号で用いているパターンは、アダマール系列や CAZAC 系列といった直交パターンなので、図示はしていないが、簡単な相関器によって ϕ 及び ϕ の検出が可能である。全ての行列演算を受信側のみで行うことができるようになる。すなわち、[数93]より風や周囲温度等の微妙な気象条件に対する感度の高いアンテナ位置変動（同図において ϕ_A 及び ϕ_A でモデリングしている。）等の外部要因によって生じた伝送路の変動、及び、キャリア同期していないことによる位相雑音 ϕ_L や ϕ_L を補償すべく受信側の行列が作用する。

【0157】

なお、この構成による最大のメリットは、受信端から送信端へ V 行列構築のためのフィードバック情報を受け渡す必要がないという点である。図中の太い矢印は仮想直交伝送路で、前の構成例と違って異なる太さになっている。しかし、後述するように、この構成を用いると、同じ伝送路品質となる点に特徴がある。

【0158】

以上は、2つのアンテナを用いた構成例で示してきた。しかし、上述したように、本発明は2つのアンテナを用いた構成に限らず、複数のアンテナを用いた構成が可能である。

【0159】

煩雑になるので送受のアンテナのみ図で、他の箇所は省略するが、以下、2アンテナを超えるアンテナ数の場合で説明する。

【実施例6】

【0160】

（3アンテナによる受信側のみのユニタリ行列演算）

次に、本発明の実施例6（構成例6）として、3つのアンテナを用いた構成例について説明する。

【0161】

[特異値直交行列 $\Lambda^{1/2}$]

特異値直交行列 $\Lambda^{1/2}$ は、

【数94】

$$\Lambda^{1/2} = \begin{bmatrix} \sqrt{\lambda_1} & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{\lambda_2} & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{\lambda_3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3} & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{3} & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{3} \end{bmatrix}$$

となる。

【0162】

[通信路行列 H]

10

20

30

40

50

通信路行列 H は、図 7 より、

【数 9 5】

$$\frac{(n \cdot d)^2}{R} = \frac{n^2 \cdot \gamma}{3} \quad \text{where; } n=0,1,2$$

として、

【数 9 6】

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & e^{j\phi} & 0 \\ 0 & 0 & e^{j\phi_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\frac{\pi}{3}} & e^{-j4\frac{\pi}{3}} \\ e^{-j\frac{\pi}{3}} & 1 & e^{-j\frac{\pi}{3}} \\ e^{-j4\frac{\pi}{3}} & e^{-j\frac{\pi}{3}} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & e^{j\phi_1} & 0 \\ 0 & 0 & e^{j\phi_2} \end{bmatrix} \quad \text{where; } \begin{cases} \Phi_1 = \Phi_{L_1} + \Phi_{A_1} \\ \Phi_2 = \Phi_{L_2} + \Phi_{A_2} \\ \phi_1 = \phi_{L_1} + \phi_{A_1} \\ \phi_2 = \phi_{L_2} + \phi_{A_2} \end{cases}$$

$$= \mathbf{U} \cdot \Lambda^{1/2} \cdot \mathbf{V}^H = \mathbf{U} \cdot \begin{bmatrix} \sqrt{3} & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{3} & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

10

$$\therefore \mathbf{U} = \begin{bmatrix} U_{11} & U_{12} & U_{13} \\ U_{21} & U_{22} & U_{23} \\ U_{31} & U_{32} & U_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\frac{\pi}{3}} \cdot e^{j\phi_1} & e^{-j4\frac{\pi}{3}} \cdot e^{j\phi_2} \\ e^{-j\frac{\pi}{3}} \cdot e^{j\phi} & 1 \cdot e^{j(\phi_1+\phi_1)} & e^{-j\frac{\pi}{3}} \cdot e^{j(\phi_1+\phi_2)} \\ e^{-j4\frac{\pi}{3}} \cdot e^{j\phi_2} & e^{-j\frac{\pi}{3}} \cdot e^{j(\phi_2+\phi_1)} & 1 \cdot e^{j(\phi_2+\phi_2)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1/\sqrt{3} & 0 & 0 \\ 0 & 1/\sqrt{3} & 0 \\ 0 & 0 & 1/\sqrt{3} \end{bmatrix}$$

20

$$= \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{e^{-j\frac{\pi}{3}} \cdot e^{j\phi_1}}{\sqrt{3}} & \frac{e^{-j4\frac{\pi}{3}} \cdot e^{j\phi_2}}{\sqrt{3}} \\ \frac{e^{-j\frac{\pi}{3}} \cdot e^{j\phi}}{\sqrt{3}} & \frac{1 \cdot e^{j(\phi_1+\phi_1)}}{\sqrt{3}} & \frac{e^{-j\frac{\pi}{3}} \cdot e^{j(\phi_1+\phi_2)}}{\sqrt{3}} \\ \frac{e^{-j4\frac{\pi}{3}} \cdot e^{j\phi_2}}{\sqrt{3}} & \frac{e^{-j\frac{\pi}{3}} \cdot e^{j(\phi_2+\phi_1)}}{\sqrt{3}} & \frac{1 \cdot e^{j(\phi_2+\phi_2)}}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \quad \text{where; } \alpha = \frac{\pi}{\gamma} \cdot \frac{d^2}{R} = \frac{\pi}{3}$$

30

となる。

【0 1 6 3】

従って、

【数 9 7】

$$\therefore \mathbf{U}^H = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{e^{j\frac{\pi}{3}} \cdot e^{-j\phi}}{\sqrt{3}} & \frac{e^{j4\frac{\pi}{3}} \cdot e^{-j\phi_2}}{\sqrt{3}} \\ \frac{e^{j\frac{\pi}{3}} \cdot e^{-j\phi_1}}{\sqrt{3}} & \frac{1 \cdot e^{-j(\phi_1+\phi_1)}}{\sqrt{3}} & \frac{e^{j\frac{\pi}{3}} \cdot e^{-j(\phi_1+\phi_2)}}{\sqrt{3}} \\ \frac{e^{j4\frac{\pi}{3}} \cdot e^{-j\phi_2}}{\sqrt{3}} & \frac{e^{j\frac{\pi}{3}} \cdot e^{-j(\phi_2+\phi_1)}}{\sqrt{3}} & \frac{1 \cdot e^{-j(\phi_2+\phi_2)}}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \quad \text{where; } \begin{cases} \Phi_1 = \Phi_{L_1} + \Phi_{A_1} \\ \Phi_2 = \Phi_{L_2} + \Phi_{A_2} \\ \phi_1 = \phi_{L_1} + \phi_{A_1} \\ \phi_2 = \phi_{L_2} + \phi_{A_2} \end{cases}$$

40

を得る。

50

【 0 1 6 4 】

ここで、[数97]の θ_A 及び ϕ_A は、送信側、及び受信側における風や周囲温度等の微妙な気象条件に対する感度の高いアンテナ位置変動によるキャリア位相変位を示している。添え字の1及び2は、最上部のアンテナを基準とした二番目と三番目のアンテナの位相変位を示している。

【 0 1 6 5 】

また、固定マイクロ波通信で扱う周波数の関係からアンテナ間隔を広く取る必要があり、それに伴って局部発振器をアンテナ近くに設置している。すなわち、送信側及び受信側共にアンテナ毎に独立な局部発振器を用いている。従って、キャリア同期していないことによる位相雑音 θ_L や ϕ_L が発生する。添え字の1及び2は、最上部のアンテナを基準とした二番目と三番目のアンテナの位相変位を示している。

10

【 0 1 6 6 】

上記の送信アンテナ及び受信アンテナ共に、風や周囲温度等の微妙な気象条件に対する感度の高いアンテナ方向の動きによる激しい位相変位は、全てアンテナ毎の局部発振器による位相変動と同じモデリングに帰着する。そのため、[数97]による解析では、最上部のアンテナを基準に送信側の二番目、三番目のアンテナで、 $\theta_1 = \theta_{L1} + \theta_{A1}$ 、 $\theta_2 = \theta_{L2} + \theta_{A2}$ 、受信側における二番目、三番目のアンテナで、 $\phi_1 = \phi_{L1} + \phi_{A1}$ 、 $\phi_2 = \phi_{L2} + \phi_{A2}$ として解析している。すなわち、3アンテナでも受信のユニタリ行列演算のみで仮想直交伝送路の形成が可能である。図中の太い矢印は伝送路品質がそれぞれ γ_3 、 γ_3 及び γ_3 に比例して構築された仮想直交伝送路を示している。

20

【 0 1 6 7 】

また、それぞれの位相変位をパイロット信号によりを適切に検出すればSVD方式と等価な特性を得ることができる。通信路容量は全アンテナ電力比較で3倍になる。

【実施例7】

【 0 1 6 8 】

(4アンテナによる受信側のみのユニタリ行列演算、送受共に局部発振器独立)
次に、本発明の実施例7(構成例7)として、4つのアンテナを用いた構成例について説明する。

【 0 1 6 9 】

[特異値直交行列 $A^{1/2}$]

30

特異値直交行列 $A^{1/2}$ は、

【数98】

$$A^{1/2} = \begin{bmatrix} \sqrt{\lambda_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{\lambda_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{\lambda_3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sqrt{\lambda_4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{4} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{4} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{4} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sqrt{4} \end{bmatrix}$$

40

となる。

【 0 1 7 0 】

[通信路行列 H]

通信路行列 H は、図8より、

【数99】

$$\frac{(n \cdot d)^2}{R} = \frac{n^2 \cdot \gamma}{4} \quad \text{where; } n = 0, 1, 2, 3$$

50

として、

【数 1 0 0】

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{j\phi_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{j\phi_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{j\phi_3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\frac{\pi}{4}} & e^{-j\frac{4\pi}{4}} & e^{-j\frac{9\pi}{4}} \\ e^{-j\frac{\pi}{4}} & 1 & e^{-j\frac{\pi}{4}} & e^{-j\frac{4\pi}{4}} \\ e^{-j\frac{4\pi}{4}} & e^{-j\frac{\pi}{4}} & 1 & e^{-j\frac{\pi}{4}} \\ e^{-j\frac{9\pi}{4}} & e^{-j\frac{4\pi}{4}} & e^{-j\frac{\pi}{4}} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{j\phi_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{j\phi_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{j\phi_3} \end{bmatrix}$$

$$= \mathbf{U} \cdot \mathbf{\Lambda}^{1/2} \cdot \mathbf{V}^H = \mathbf{U} \cdot \begin{bmatrix} \sqrt{4} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{4} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{4} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sqrt{4} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{where; } \begin{cases} \Phi_1 = \Phi_{L_1} + \Phi_{A_1} \\ \Phi_2 = \Phi_{L_2} + \Phi_{A_2} \\ \Phi_3 = \Phi_{L_3} + \Phi_{A_3} \\ \phi_1 = \phi_{L_1} + \phi_{A_1} \\ \phi_2 = \phi_{L_2} + \phi_{A_2} \\ \phi_3 = \phi_{L_3} + \phi_{A_3} \end{cases} \quad 10$$

$$\therefore \mathbf{U} = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\frac{\pi}{4}} \cdot e^{j\phi_1} & e^{-j\frac{4\pi}{4}} \cdot e^{j\phi_2} & e^{-j\frac{9\pi}{4}} \cdot e^{j\phi_3} \\ e^{-j\frac{\pi}{4}} \cdot e^{j\phi_1} & 1 \cdot e^{j(\phi_1+\phi_1)} & e^{-j\frac{\pi}{4}} \cdot e^{j(\phi_1+\phi_2)} & e^{-j\frac{4\pi}{4}} \cdot e^{j(\phi_1+\phi_3)} \\ e^{-j\frac{4\pi}{4}} \cdot e^{j\phi_2} & e^{-j\frac{\pi}{4}} \cdot e^{j(\phi_2+\phi_1)} & 1 \cdot e^{j(\phi_2+\phi_2)} & e^{-j\frac{\pi}{4}} \cdot e^{j(\phi_2+\phi_3)} \\ e^{-j\frac{9\pi}{4}} \cdot e^{j\phi_3} & e^{-j\frac{4\pi}{4}} \cdot e^{j(\phi_3+\phi_1)} & e^{-j\frac{\pi}{4}} \cdot e^{j(\phi_3+\phi_2)} & 1 \cdot e^{j(\phi_3+\phi_3)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1/\sqrt{4} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/\sqrt{4} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/\sqrt{4} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/\sqrt{4} \end{bmatrix} \quad 20$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{4}} & \frac{e^{-j\frac{\pi}{4}} \cdot e^{j\phi_1}}{\sqrt{4}} & \frac{e^{-j\frac{4\pi}{4}} \cdot e^{j\phi_2}}{\sqrt{4}} & \frac{e^{-j\frac{9\pi}{4}} \cdot e^{j\phi_3}}{\sqrt{4}} \\ \frac{e^{-j\frac{\pi}{4}} \cdot e^{j\phi_1}}{\sqrt{4}} & \frac{1 \cdot e^{j(\phi_1+\phi_1)}}{\sqrt{4}} & \frac{e^{-j\frac{\pi}{4}} \cdot e^{j(\phi_1+\phi_2)}}{\sqrt{4}} & \frac{e^{-j\frac{4\pi}{4}} \cdot e^{j(\phi_1+\phi_3)}}{\sqrt{4}} \\ \frac{e^{-j\frac{4\pi}{4}} \cdot e^{j\phi_2}}{\sqrt{4}} & \frac{e^{-j\frac{\pi}{4}} \cdot e^{j(\phi_2+\phi_1)}}{\sqrt{4}} & \frac{1 \cdot e^{j(\phi_2+\phi_2)}}{\sqrt{4}} & \frac{e^{-j\frac{\pi}{4}} \cdot e^{j(\phi_2+\phi_3)}}{\sqrt{4}} \\ \frac{e^{-j\frac{9\pi}{4}} \cdot e^{j\phi_3}}{\sqrt{4}} & \frac{e^{-j\frac{4\pi}{4}} \cdot e^{j(\phi_3+\phi_1)}}{\sqrt{4}} & \frac{e^{-j\frac{\pi}{4}} \cdot e^{j(\phi_3+\phi_2)}}{\sqrt{4}} & \frac{1 \cdot e^{j(\phi_3+\phi_3)}}{\sqrt{4}} \end{bmatrix} \quad \text{where; } \alpha = \frac{\pi}{\gamma} \cdot \frac{d^2}{R} = \frac{\pi}{4} \quad 30$$

となる。

【 0 1 7 1】

従って、

【数 1 0 1】

$$\therefore \mathbf{U}^H = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{4}} & \frac{e^{j\frac{\pi}{4}} \cdot e^{-j\phi_1}}{\sqrt{4}} & \frac{e^{j\frac{4\pi}{4}} \cdot e^{-j\phi_2}}{\sqrt{4}} & \frac{e^{j\frac{9\pi}{4}} \cdot e^{-j\phi_3}}{\sqrt{4}} \\ \frac{e^{j\frac{\pi}{4}} \cdot e^{-j\phi_1}}{\sqrt{4}} & \frac{1 \cdot e^{-j(\phi_1+\phi_1)}}{\sqrt{4}} & \frac{e^{j\frac{\pi}{4}} \cdot e^{-j(\phi_1+\phi_2)}}{\sqrt{4}} & \frac{e^{j\frac{4\pi}{4}} \cdot e^{-j(\phi_1+\phi_3)}}{\sqrt{4}} \\ \frac{e^{j\frac{4\pi}{4}} \cdot e^{-j\phi_2}}{\sqrt{4}} & \frac{e^{j\frac{\pi}{4}} \cdot e^{-j(\phi_2+\phi_1)}}{\sqrt{4}} & \frac{1 \cdot e^{-j(\phi_2+\phi_2)}}{\sqrt{4}} & \frac{e^{j\frac{\pi}{4}} \cdot e^{-j(\phi_2+\phi_3)}}{\sqrt{4}} \\ \frac{e^{j\frac{9\pi}{4}} \cdot e^{-j\phi_3}}{\sqrt{4}} & \frac{e^{j\frac{4\pi}{4}} \cdot e^{-j(\phi_3+\phi_1)}}{\sqrt{4}} & \frac{e^{j\frac{\pi}{4}} \cdot e^{-j(\phi_3+\phi_2)}}{\sqrt{4}} & \frac{1 \cdot e^{-j(\phi_3+\phi_3)}}{\sqrt{4}} \end{bmatrix} \quad \text{where; } \begin{cases} \Phi_1 = \Phi_{L_1} + \Phi_{A_1} \\ \Phi_2 = \Phi_{L_2} + \Phi_{A_2} \\ \Phi_3 = \Phi_{L_3} + \Phi_{A_3} \\ \phi_1 = \phi_{L_1} + \phi_{A_1} \\ \phi_2 = \phi_{L_2} + \phi_{A_2} \\ \phi_3 = \phi_{L_3} + \phi_{A_3} \end{cases} \quad 40$$

を得る。

【 0 1 7 2】

ここで、【数 1 0 1】の A_A 及び A_A は、送信側、及び受信側における風や周囲温度等の

微妙な気象条件に対する感度の高いアンテナ位置変動によるキャリア位相変位を示している。添え字の 1、2、及び 3 は、最上部のアンテナを基準とした二番目、三番目と四番目のアンテナの位相変位を示している。

【 0 1 7 3 】

ところで、固定マイクロ波通信で扱う周波数の関係からアンテナ間隔を広く取る必要がありそれに伴って局部発振器をアンテナ近くに設置している。すなわち、送信側及び受信側共にアンテナ毎に独立な局部発振器を用いている。従って、キャリア同期していないことによる位相雑音 L や L が発生する。添え字の 1、2 及び 3 は、最上部のアンテナを基準とした二番目、三番目と四番目のアンテナの局部発振器の位相変位を示している。

【 0 1 7 4 】

上記の送信アンテナ及び受信アンテナ共に、風や周囲温度等の微妙な気象条件に対する感度の高いアンテナ方向の動きによる激しい位相変位は、全てアンテナ毎の局部発振器による位相変動と同じモデリングに帰着する。そのため、[数 1 0 1] による解析では最上部のアンテナを基準に送信側の二番目、三番目、及び四番目のアンテナで、 $\phi_1 = \phi_{L1} + \phi_{A1}$ 、 $\phi_2 = \phi_{L2} + \phi_{A2}$ 、及び $\phi_3 = \phi_{L3} + \phi_{A3}$ 、受信側における二番目、三番目、及び四番目のアンテナで、 $\phi_1 = \phi_{L1} + \phi_{A1}$ 、 $\phi_2 = \phi_{L2} + \phi_{A2}$ 、及び $\phi_3 = \phi_{L3} + \phi_{A3}$ として解析している。すなわち、4 アンテナでも受信のユニタリ行列演算のみで仮想直交伝送路の形成が可能である。図中の太い矢印は伝送路品質がそれぞれ 4 、 4 、 4 及び 4 に比例して構築された仮想直交伝送路を示している。

【 0 1 7 5 】

また、それぞれの位相変位をパイロット信号により適切に検出すれば SVD 方式と等価な特性を得ることができる。通信路容量は全アンテナ電力比較で 4 倍になる。

【 0 1 7 6 】

更に任意のアンテナ本数で、受信のみ、送信のみ、且つ、送受共にマトリクス演算を用いた場合について説明する。

【 0 1 7 7 】

[任意のアンテナ本数 N 本の構成 (一般解)]

任意のアンテナ本数 N 本の構成を考える。

【 0 1 7 8 】

[特異値直交行列 $\Lambda^{1/2}$]

この場合、特異値直交行列 $\Lambda^{1/2}$ は、

【 数 1 0 2 】

$$\Lambda^{1/2} = \begin{bmatrix} \sqrt{\lambda_1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \sqrt{\lambda_2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \sqrt{\lambda_N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{N} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \sqrt{N} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \sqrt{N} \end{bmatrix}$$

となる。

【 0 1 7 9 】

[通信路行列 H]

また、通信路行列 H は、

【 数 1 0 3 】

$$\frac{(n \cdot d)^2}{R} = \frac{n^2 \cdot \gamma}{N} \quad \text{where; } n = 0, 1, 2, 3, \dots, N-1$$

10

20

30

40

50

として、送受位相変位の無い理想的な見通し内伝送路行列を以下のように記す。

【数 1 0 4】

$$\mathbf{H}_o = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\frac{\pi}{N}} & \dots & e^{-j\frac{(N-1)^2\pi}{N}} \\ e^{-j\frac{\pi}{N}} & 1 & \ddots & e^{-j\frac{(N-2)^2\pi}{N}} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ e^{-j\frac{(N-1)^2\pi}{N}} & e^{-j\frac{(N-2)^2\pi}{N}} & \dots & 1 \end{bmatrix}$$

10

【 0 1 8 0】

また、送信側位相変位行列 \mathbf{T} を以下のように定義する。

【数 1 0 5】

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{j\phi_1} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{j\phi_{N-1}} \end{bmatrix}$$

20

【 0 1 8 1】

同様に、受信側位相変位行列 \mathbf{W} を以下のように定義する。

【数 1 0 6】

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{j\phi} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{j\phi_{N-1}} \end{bmatrix}$$

30

【 0 1 8 2】

ここで、

【数 1 0 7】

$$\begin{cases} \phi_1 = \phi_{L_1} + \phi_{A_1} \\ \vdots \\ \phi_{N-1} = \phi_{L_{N-1}} + \phi_{A_{N-1}} \end{cases}$$

40

且つ、

【数 1 0 8】

$$\begin{cases} \Phi_1 = \Phi_{L_1} + \Phi_{A_1} \\ \vdots \\ \Phi_{N-1} = \Phi_{L_{N-1}} + \Phi_{A_{N-1}} \end{cases}$$

である。 ϕ_{A_i} 及び Φ_{A_i} は、送信側、及び受信側における風や周囲温度等の微妙な気象条件に対する感度の高いアンテナ位置変動による位相変位を示している。 ϕ_{L_i} や Φ_{L_i} はキャリア同

50

期していないことによる位相変動を示している。また、添え字は、最上部のアンテナを基準としたアンテナに対応した場所を示している。

【 0 1 8 3 】

従って、送受信位相変位のある実際の見通し内伝送路行列は以下のようになる。

【数 1 0 9】

$$\mathbf{H} = \mathbf{W} \cdot \mathbf{H}_o \cdot \mathbf{T}$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & e^{j\phi_1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & e^{j\phi_{N-1}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\frac{\pi}{N}} & \cdots & e^{-j\frac{(N-1)^2\pi}{N}} \\ e^{-j\frac{\pi}{N}} & 1 & \ddots & e^{-j\frac{(N-2)^2\pi}{N}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j\frac{(N-1)^2\pi}{N}} & e^{-j\frac{(N-2)^2\pi}{N}} & \cdots & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & e^{j\phi_1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & e^{j\phi_{N-1}} \end{bmatrix} \quad 10$$

【 0 1 8 4 】

(受信のみユニタリ行列演算構成の場合)

この場合は、

【数 1 1 0】

$$\mathbf{H} = \mathbf{W} \cdot \mathbf{H}_o \cdot \mathbf{T} = \mathbf{U} \cdot \mathbf{\Lambda}^{1/2} \cdot \mathbf{V}^H = \mathbf{U} \cdot \begin{bmatrix} \sqrt{N} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \sqrt{N} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \sqrt{N} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 \end{bmatrix} \quad 20$$

であるから、

【数 1 1 1】

$$\mathbf{U} = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \mathbf{W} \cdot \mathbf{H}_o \cdot \mathbf{T}$$

となる。

【 0 1 8 5 】

従って、

【数 1 1 2】

$$\mathbf{U}^H = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \mathbf{T}^H \cdot \mathbf{H}_o^H \cdot \mathbf{W}^H \quad 40$$

$$= \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & e^{-j\phi_1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & e^{-j\phi_{N-1}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{\pi}{N}} & \cdots & e^{j\frac{(N-1)^2\pi}{N}} \\ e^{j\frac{\pi}{N}} & 1 & \ddots & e^{j\frac{(N-2)^2\pi}{N}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j\frac{(N-1)^2\pi}{N}} & e^{j\frac{(N-2)^2\pi}{N}} & \cdots & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & e^{-j\phi_1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & e^{-j\phi_{N-1}} \end{bmatrix}$$

を得る。すなわち、任意のNアンテナ構成でも、局部発振器独立や感度の高いアンテナ方向のアンテナ変位に対しても受信側のみのマトリクス演算処理によって仮想直交行列を構築することができる。

【 0 1 8 6 】

ちなみに、

【数 1 1 3】

$$U^H \cdot U = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot T^H \cdot H_o^H \cdot W^H \cdot \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot W \cdot H_o \cdot T = \frac{1}{N} T^H \cdot H_o^H \cdot H_o \cdot T$$

である。

【 0 1 8 7 】

ここで、

【数 1 1 4】

$$H_o^H \cdot H_o = \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{\pi}{N}} & \dots & e^{j\frac{(N-1)\pi}{N}} \\ e^{-j\frac{\pi}{N}} & 1 & \dots & e^{-j\frac{(N-2)\pi}{N}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j\frac{(N-1)\pi}{N}} & e^{-j\frac{(N-2)\pi}{N}} & \dots & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\frac{\pi}{N}} & \dots & e^{-j\frac{(N-1)\pi}{N}} \\ e^{j\frac{\pi}{N}} & 1 & \dots & e^{j\frac{(N-2)\pi}{N}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j\frac{(N-1)\pi}{N}} & e^{j\frac{(N-2)\pi}{N}} & \dots & 1 \end{bmatrix} = N \cdot I$$

10

20

である。

【 0 1 8 8 】

何とならばNが偶数の時上記の任意の列ベクトル、或いは任意の行ベクトルはChu系列を巡回シフトさせたものであり、その自己相関(E[a · a*])が直交することによる。また、Nが奇数の場合は巡回シフトとならないが、後述より直交していることが分かる。

【 0 1 8 9 】

(送信側のみユニタリ行列演算構成の場合)

この場合は、

【数 1 1 5】

$$H = W \cdot H_o \cdot T = U \cdot \Lambda^{1/2} \cdot V^H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \sqrt{N} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \sqrt{N} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \sqrt{N} \end{bmatrix} \cdot V^H$$

30

であるから、

【数 1 1 6】

$$V^H = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot W \cdot H_o \cdot T$$

40

となる。

【 0 1 9 0 】

従って、

【数 1 1 7】

$$\begin{aligned} \mathbf{V} &= \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \mathbf{T}^H \cdot \mathbf{H}_o^H \cdot \mathbf{W}^H \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{-j\phi_1} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{-j\phi_{N-1}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{\pi}{N}} & \dots & e^{j\frac{(N-1)^2\pi}{4}} \\ e^{j\frac{\pi}{N}} & 1 & \ddots & e^{j\frac{(N-2)^2\pi}{4}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j\frac{(N-1)^2\pi}{4}} & e^{j\frac{(N-2)^2\pi}{4}} & \dots & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{-j\phi} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{-j\phi_{N-1}} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

10

を得る。すなわち、任意の N アンテナ構成でも、局部発振器独立や感度の高いアンテナ方向のアンテナ変位に対しても送信側のみのマトリクス演算処理 V によって仮想直交行列を構築することができる。

【0 1 9 1】

(送受共にユニタリー行列演算構成の場合)

[特異値直交行列^{1/2}]

この場合、特異値直交行列^{1/2}は、

【数 1 1 8】

$$\Lambda^{1/2} = \begin{bmatrix} \sqrt{\lambda_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \sqrt{\lambda_2} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \sqrt{\lambda_N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{N} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \sqrt{N} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \sqrt{N} \end{bmatrix}$$

20

となる。

【0 1 9 2】

従って、

【数 1 1 9】

$$\mathbf{H} = \mathbf{W} \cdot \mathbf{H}_o \cdot \mathbf{T} = \mathbf{U} \cdot \Lambda^{1/2} \cdot \mathbf{V}^H = \sqrt{N} \cdot \mathbf{U} \cdot \mathbf{V}^H$$

となる。

【0 1 9 3】

ここで、任意のユニタリー行列を V として用いると、

【数 1 2 0】

$$\mathbf{U} = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \mathbf{W} \cdot \mathbf{H}_o \cdot \mathbf{T} \cdot \mathbf{V}$$

40

を得る。

【0 1 9 4】

ちなみに、

【数 1 2 1】

$$\mathbf{U}^H \cdot \mathbf{U} = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \mathbf{V}^H \cdot \mathbf{T}^H \cdot \mathbf{H}_o^H \cdot \mathbf{W}^H \cdot \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \mathbf{W} \cdot \mathbf{H}_o \cdot \mathbf{T} \cdot \mathbf{V} = \frac{1}{N} \cdot N \cdot \mathbf{I} = \mathbf{I}$$

となつて、任意のユニタリ行列を \mathbf{V} として用いても、 \mathbf{U} はユニタリ行列となる。

【0 1 9 5】

従つて、

【数 1 2 2】

$$\begin{aligned} \mathbf{U}^H &= \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \mathbf{V}^H \cdot \mathbf{T}^H \cdot \mathbf{H}_o^H \cdot \mathbf{W}^H \\ &= \frac{\mathbf{V}^H}{\sqrt{N}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{-j\phi_1} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{-j\phi_{N-1}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{\pi}{N}} & \dots & e^{j\frac{(N-1)^2\pi}{N}} \\ e^{j\frac{\pi}{N}} & 1 & \dots & e^{j\frac{(N-2)^2\pi}{N}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j\frac{(N-1)^2\pi}{N}} & e^{j\frac{(N-2)^2\pi}{N}} & \dots & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{-j\phi} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{-j\phi_{N-1}} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

10

20

を得る。

【0 1 9 6】

すなわち、送受共にユニタリ行列演算構成による N アンテナ構成でも、局部発振器独立や感度の高いアンテナ方向のアンテナ変位に対しても受信側のみのマトリクス演算処理によって仮想直交行列を構築することができる。

【0 1 9 7】

この時、固定された送信行列 \mathbf{V} は、ユニタリ行列であれば何でも良く、受信側のユニタリ行列演算は、

【数 1 2 3】

$$\mathbf{U}^H = \frac{\mathbf{V}^H}{\sqrt{N}} \cdot \mathbf{T}^H \cdot \mathbf{H}_o^H \cdot \mathbf{W}^H$$

30

となつて、局部発振器やアンテナ変位による変動を補償するように作用する。

【0 1 9 8】

(例)

簡単な例として、2 アンテナ構造に上式を適用してみる。固定された任意の送信行列として、例えば、

【数 1 2 4】

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{-1}{\sqrt{2}} & \frac{-1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

40

を選ぶ。

【0 1 9 9】

ここで、

50

【数 1 2 5】

$$\mathbf{H}_o = \begin{bmatrix} 1 & -j \\ -j & 1 \end{bmatrix}$$

であるから、

【数 1 2 6】

$$\begin{aligned} \mathbf{U}^H &= \frac{\mathbf{V}^H}{\sqrt{N}} \cdot \mathbf{T}^H \cdot \mathbf{H}_o^H \cdot \mathbf{W}^H = \begin{bmatrix} \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{-1}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{-j\phi_1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{-j\phi} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \frac{-1 - je^{-j\phi_1}}{2} & \frac{-je^{-j\phi} - je^{-j(\phi_1 + \phi)}}{2} \\ \frac{1 - je^{-j\phi_1}}{2} & \frac{je^{-j\phi} - je^{-j(\phi_1 + \phi)}}{2} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

10

20

となる。

【0 2 0 0】

以下、上記【数 1 1 4】で用いた直交関係について説明する。

【0 2 0 1】

ここでは、

【数 1 2 7】

$$\mathbf{H}_o^H \cdot \mathbf{H}_o = \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{\pi}{N}} & \dots & e^{j\frac{(N-1)^2\pi}{N}} \\ e^{j\frac{\pi}{N}} & 1 & \ddots & e^{j\frac{(N-2)^2\pi}{N}} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ e^{j\frac{(N-1)^2\pi}{N}} & e^{j\frac{(N-2)^2\pi}{N}} & \dots & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\frac{\pi}{N}} & \dots & e^{-j\frac{(N-1)^2\pi}{N}} \\ e^{-j\frac{\pi}{N}} & 1 & \ddots & e^{-j\frac{(N-2)^2\pi}{N}} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ e^{-j\frac{(N-1)^2\pi}{N}} & e^{-j\frac{(N-2)^2\pi}{N}} & \dots & 1 \end{bmatrix}$$

30

における任意の m 行ベクトルと任意の n 列ベクトルの積を計算する。

【0 2 0 2】

まず、m < n の場合は、

【数 1 2 8】

$$\begin{aligned} \sum_{k=1}^m e^{j\frac{(m-k)^2\pi}{N}} \cdot e^{-j\frac{(n-k)^2\pi}{N}} + \sum_{k=m+1}^n e^{j\frac{(k-m)^2\pi}{N}} \cdot e^{-j\frac{(n-k)^2\pi}{N}} + \sum_{k=n+1}^N e^{j\frac{(k-m)^2\pi}{N}} \cdot e^{-j\frac{(k-n)^2\pi}{N}} \\ = \sum_{k=1}^N e^{j\frac{(m-k)^2\pi}{N}} \cdot e^{-j\frac{(n-k)^2\pi}{N}} = \sum_{k=1}^N e^{j\frac{(m^2 - n^2 - 2k(m-n))\pi}{N}} = e^{j\frac{(m^2 - n^2)\pi}{N}} \cdot \sum_{k=1}^N e^{-j\frac{2k(m-n)\pi}{N}} \end{aligned}$$

40

である。

【0 2 0 3】

ここで、

【数 1 2 9】

$$S = \sum_{k=1}^N e^{-j \frac{2k(m-n)\pi}{N}} = \sum_{k=1}^N \left(e^{-j \frac{2(m-n)\pi}{N}} \right)^k$$

と置くと、

【数 1 3 0】

$$\left(1 - e^{-j \frac{2(m-n)\pi}{N}} \right) \cdot S = e^{-j \frac{2(m-n)\pi}{N}} - \left(e^{-j \frac{2(m-n)\pi}{N}} \right)^{N+1} = e^{-j \frac{2(m-n)\pi}{N}} \cdot \left\{ 1 - \left(e^{-j \frac{2(m-n)\pi}{N}} \right)^N \right\} = 0 \quad \therefore S = 0 \quad 10$$

となる。従って、直交する。

【0 2 0 4】

次に、 $m > n$ の場合は、

【数 1 3 1】

$$\begin{aligned} & \sum_{k=1}^n e^{j \frac{(m-k)^2 \pi}{N}} \cdot e^{-j \frac{(n-k)^2 \pi}{N}} + \sum_{k=n+1}^m e^{j \frac{(m-k)^2 \pi}{N}} \cdot e^{-j \frac{(k-n)^2 \pi}{N}} + \sum_{k=m+1}^N e^{j \frac{(k-m)^2 \pi}{N}} \cdot e^{-j \frac{(k-n)^2 \pi}{N}} \\ &= \sum_{k=1}^N e^{j \frac{(m-k)^2 \pi}{N}} \cdot e^{-j \frac{(n-k)^2 \pi}{N}} = \sum_{k=1}^N e^{j \frac{(m^2 - n^2 - 2k(m-n))\pi}{N}} = e^{j \frac{(m^2 - n^2)\pi}{N}} \cdot \sum_{k=1}^N e^{-j \frac{2k(m-n)\pi}{N}} \end{aligned} \quad 20$$

である。

【0 2 0 5】

同様に、

【数 1 3 2】

$$S = \sum_{k=1}^N e^{-j \frac{2k(m-n)\pi}{N}} = \sum_{k=1}^N \left(e^{-j \frac{2(m-n)\pi}{N}} \right)^k = 0 \quad 30$$

であるから、直交する。

【0 2 0 6】

以上より、

【数 1 3 3】

$$\mathbf{H}_o^H \cdot \mathbf{H}_o = \begin{bmatrix} 1 & e^{j \frac{\pi}{N}} & \dots & e^{j \frac{(N-1)^2 \pi}{N}} \\ e^{j \frac{\pi}{N}} & 1 & \ddots & e^{j \frac{(N-2)^2 \pi}{N}} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ e^{j \frac{(N-1)^2 \pi}{N}} & e^{j \frac{(N-2)^2 \pi}{N}} & \dots & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & e^{-j \frac{\pi}{N}} & \dots & e^{-j \frac{(N-1)^2 \pi}{N}} \\ e^{-j \frac{\pi}{N}} & 1 & \ddots & e^{-j \frac{(N-2)^2 \pi}{N}} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ e^{-j \frac{(N-1)^2 \pi}{N}} & e^{-j \frac{(N-2)^2 \pi}{N}} & \dots & 1 \end{bmatrix} = N \cdot \mathbf{I} \quad 40$$

となる。

【0 2 0 7】

以上、複数のアンテナによる構成で、アンテナ毎の感度の高いアンテナ方法の変位、並びに、アンテナ毎の局部発振器を用いた場合のキャリア同期ができない構成による位相雑音を受信側のユニタリー行列 \mathbf{U} のみで補正し通信容量がアンテナ本数倍になる構成について記した。

【0 2 0 8】

以下、このような理想的でないアンテナ間距離における状態、すなわち、仮想直交伝送路が異なる太さになっている状態での特性がどうなるかについて説明する。一例として、構成例 5 を用いて記す。

【 0 2 0 9 】

[見通し内固定通信路による S V D 方式と提案の構成例 5 による特性解析]

(異なる太さの仮想直交伝送路で、受信側のみの行列演算、送受共にアンテナ毎の局部発振器)

実用的なフレキシビリティのある構成とするため、最適なアンテナ位置とは異なるアンテナ間距離で構成された構成例 5 について、S V D 方式と比較しながら特性解析を行う。

【 0 2 1 0 】

まず、構成例 5 より、受信信号ベクトルを \mathbf{r} とすると、受信マトリクス演算後の信号ベクトルは、

【数 1 3 4】

$$\mathbf{U}^{-1} \cdot \mathbf{r} = \mathbf{U}^{-1} \cdot (\mathbf{H} \cdot \mathbf{S} + \mathbf{n}) = \mathbf{U}^{-1} \cdot (\mathbf{U} \cdot \mathbf{\Lambda}^{1/2} \cdot \mathbf{S} + \mathbf{n}) = \mathbf{\Lambda}^{1/2} \cdot \mathbf{S} + \mathbf{U}^{-1} \cdot \mathbf{n} \quad \therefore \mathbf{V} = \mathbf{I}$$

となる。ここで、 \mathbf{S} は送信信号ベクトル、 \mathbf{n} は雑音ベクトルを表す。

【 0 2 1 1 】

また、構成例 5 より、

【数 1 3 5】

$$\mathbf{U}^{-1} = \begin{bmatrix} -je^{j\alpha} \frac{\cos(\alpha/2)}{\sin \alpha} & je^{-j\phi} \frac{\cos(\alpha/2)}{\sin \alpha} \\ je^{-j\phi} \frac{\sin(\alpha/2)}{\sin \alpha} & -je^{-j(\phi+\alpha)} e^{j\alpha} \frac{\sin(\alpha/2)}{\sin \alpha} \end{bmatrix}$$

であるから、

【数 1 3 6】

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{n} = \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix}$$

とする。更に相対的な値で比較するため、

【数 1 3 7】

$$E[|s_1|^2] = E[|s_2|^2] = 1, \quad E[|n_1|^2] = E[|n_2|^2] = 1$$

として正規化する。

【 0 2 1 2 】

そうすると、 γ_1 チャネルの S N R (Signal to Noise Ratio) γ_1 は、

【数 1 3 8】

$$\begin{aligned} SNR_{\gamma_1} &= \frac{|\lambda_1 \cdot s_1|^2}{E \left[\left| -je^{j\alpha} \frac{\cos(\alpha/2)}{\sin \alpha} \cdot n_1 + je^{-j\phi} \frac{\cos(\alpha/2)}{\sin \alpha} \cdot n_2 \right|^2 \right]} = \frac{2 + 2 \cos \alpha}{\left(2 \cdot \frac{\cos(\alpha/2)}{\sin \alpha} \right)^2} = \frac{4 \cdot \cos^2(\alpha/2)}{4 \cdot \frac{\cos^2(\alpha/2)}{\sin^2 \alpha}} \\ &= \sin^2 \alpha \end{aligned}$$

となる。

【 0 2 1 3 】

同様に γ_2 チャネルの S N R γ_2 は、

10

20

30

40

50

【数 1 3 9】

$$SNR_2 = \frac{|\lambda_2 \cdot s_2|^2}{E \left[\left| j e^{-j\phi} \frac{\sin(\alpha/2)}{\sin \alpha} \cdot n_1 - j e^{-j(\phi+\theta)} e^{j\alpha} \frac{\sin(\alpha/2)}{\sin \alpha} \cdot n_2 \right|^2 \right]} = \frac{2 - 2 \cos \alpha}{\left(2 \cdot \frac{\sin(\alpha/2)}{\sin \alpha} \right)^2} = \frac{4 \cdot \sin^2(\alpha/2)}{4 \cdot \frac{\sin^2(\alpha/2)}{\sin^2 \alpha}} = \sin^2 \alpha$$

となる。よって、直交チャネルの太さが $\gamma_1 = 2 + 2 \cos \alpha$ 、 $\gamma_2 = 2 - 2 \cos \alpha$ と異なるにも関わらず、SNR は共に $\sin^2 \alpha$ となる。

10

【0 2 1 4】

(SVD方式の場合)

以下、上記構成例 5 との比較のため、SVD方式の特性解析を行う。

【0 2 1 5】

まず、図 1 の構成図より、SVD方式のユニタリーマトリクス演算後の受信信号ベクトルは、

【数 1 4 0】

$$\mathbf{U}^H \cdot \mathbf{r} = \mathbf{U}^H \cdot (\mathbf{H} \cdot \mathbf{V} \cdot \mathbf{S} + \mathbf{n}) = \mathbf{U}^H \cdot (\mathbf{U} \cdot \mathbf{\Lambda}^{1/2} \cdot \mathbf{V}^H \cdot \mathbf{V} \cdot \mathbf{S} + \mathbf{n}) = \mathbf{\Lambda}^{1/2} \cdot \mathbf{S} + \mathbf{U}^H \cdot \mathbf{n}$$

20

となる。

【0 2 1 6】

次に、[数 4 3] より

【数 1 4 1】

$$\mathbf{U}^H = \begin{bmatrix} \frac{-e^{j\alpha/2}}{\sqrt{2}} & \frac{-e^{j\alpha/2}}{\sqrt{2}} \\ \frac{-j e^{j\alpha/2}}{\sqrt{2}} & \frac{j \cdot e^{j\alpha/2}}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

30

であるから、正規化後の γ_1 チャネルの SNR γ_1 は、

【数 1 4 2】

$$SNR_1 = \frac{|\lambda_1 \cdot s_1|^2}{E \left[\left| \frac{-e^{j\alpha/2}}{\sqrt{2}} \cdot n_1 + \frac{-e^{j\alpha/2}}{\sqrt{2}} \cdot n_2 \right|^2 \right]} = \frac{2 + 2 \cos \alpha}{\left(2 \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \right)^2} = 1 + \cos \alpha$$

となる。

40

【0 2 1 7】

同様に γ_2 チャネルの SNR γ_2 は、

【数 1 4 3】

$$SNR_2 = \frac{|\lambda_2 \cdot s_2|^2}{E \left[\left| \frac{-j e^{j\alpha/2}}{\sqrt{2}} \cdot n_1 + \frac{j e^{j\alpha/2}}{\sqrt{2}} \cdot n_2 \right|^2 \right]} = \frac{2 - 2 \cos \alpha}{\left(2 \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \right)^2} = 1 - \cos \alpha$$

となる。よって、直交チャネルの太さが $\gamma_1 = 2 + 2 \cos \alpha$ 、 $\gamma_2 = 2 - 2 \cos \alpha$ に比例して

50

各 S N R も $SNR_1 = 1 + 1 \cos$ 、 $SNR_2 = 1 - 1 \cos$ となる。

【 0 2 1 8 】

(各方式によるアンテナ間距離に対する各直交チャネルの S N R の比較)

以上の構成例 5 及び S V D 方式による特性解析結果をアンテナ間距離 d_T 、 d_R で比較すると図 9 になる。

【 0 2 1 9 】

提案方式は、直交チャネル θ_1 、 θ_2 に関係なく同じ S N R 値を示し、アンテナ間距離に対する変化が小さいことが分かる。

【 0 2 2 0 】

実用的なフレキシビリティのある構成にするために、固有値が重根となって特異点の生じるアンテナ間位置とは異なる構成も、送信側にフィードバック情報を送る必要がない受信側のみ処理として解析した。

10

【 0 2 2 1 】

受信マトリクス演算後の信号電力は、提案の方式も S V D 方式も同じで、固有値に比例した電力となる。S V D 方式の場合、受信マトリクス演算がユニタリ行列なので、雑音電力は固有値が変わっても変化せず常に同じ値を保つ。そのため、S V D 方式の各パスの S N R は、固有値に比例した、異なる値でアンテナ間距離と共に変化する。一方、提案の方式は、もはやユニタリ行列ではないので、雑音電力が固有値とともに変化する。その結果、信号電力が固有値に比例した大きな電力と小さな電力にも関わらず、各パスの S N R は常に同じ値を示し、アンテナ間距離に応じて同じ値で同じように変化するという解析結果を図 9 は示している。

20

【 0 2 2 2 】

従って、提案の方式は、アンテナ間距離変動しても仮想直交伝送路に対する S N R が同じで、更にその変化が小さいということを示しているので、S V D 方式よりも実用的で使いやすい方式といえる。

【 0 2 2 3 】

なお、上記アンテナ毎の局部発振器独立として理論解析した内容は、感度の高いアンテナ方向の動きに対しても同じモデリングに帰着するので、風等の微妙な気象条件による影響も全てカバーしていることになる。

【 0 2 2 4 】

次に、実際の設置場所を考慮した配置について記す。よりユーザーに近い位置ではアンテナ設定場所の確保が厳しいことが予想される。一方、基幹網に近い対向するアンテナは比較的アンテナ設置場所の確保に恵まれている可能性がある。両者のアンテナ設定位置の関係から図 10 のような送受間で異なるアンテナ間距離を用いた場合について記す。

30

【 0 2 2 5 】

図 10 の伝送路を上下対称として下半分をモデリングした図 11 より以下のように解析する。

【 0 2 2 6 】

相対的な位相シフト量で決まるから送受間距離 R による距離減衰、共通位相シフトは無視して考える。以下、R を基準に考えて、R に対する角度 θ_1 の対角経路の経路差は、

40

【 数 1 4 4 】

$$R \cdot (1 - \cos(\Delta\theta_1)) \approx R \cdot \left(\frac{(\Delta\theta_1)^2}{2} \right) = R \cdot \left(\frac{1}{2} \left(\frac{d_T - d_R}{2R} \right)^2 \right) = \frac{(d_T - d_R)^2}{8R} \therefore \frac{\frac{d_T}{2} - \frac{d_R}{2}}{R} = \frac{d_T - d_R}{2R} = \tan(\Delta\theta_1) \approx (\Delta\theta_1)$$

となる。

【 0 2 2 7 】

同様に R に対する角度 θ_2 の対角経路の経路差は、

【数 1 4 5】

$$R \cdot (1 - \cos(\Delta\theta_1)) \approx R \cdot \left(\frac{(\Delta\theta_2)^2}{2} \right) = R \cdot \left(\frac{1}{2} \left(\frac{d_T + d_R}{2R} \right)^2 \right) = \frac{(d_T + d_R)^2}{8R} \quad \therefore \frac{\frac{d_T + d_R}{2}}{R} = \frac{d_T + d_R}{2R} = \tan(\Delta\theta_2) \approx (\Delta\theta_2)$$

となる。

【0 2 2 8】

受信点における二波の経路差による位相回転 は、

【数 1 4 6】

$$\alpha = 2\pi \left(\frac{(d_T + d_R)^2 - (d_T - d_R)^2}{8R} \right) / \gamma = \frac{\pi}{\gamma} \cdot \frac{4 \cdot d_T \cdot d_R}{4 \cdot R} = \frac{\pi}{\gamma} \cdot \frac{d_T \cdot d_R}{R}$$

10

となる。

【0 2 2 9】

ちなみに、RF周波数30GHz、R=2000m、d_T=5m、d_R=2mとすると、

【数 1 4 7】

$$\alpha = \frac{\pi}{\gamma} \cdot \frac{d_T \cdot d_R}{R} = \frac{\pi}{(3 \cdot 10^8)/(30 \cdot 10^9)} \cdot \frac{5 \times 2}{2000} = \frac{\pi}{2}$$

20

となる。

【0 2 3 0】

角度 α の対角経路で正規化されたチャネル行列Hは、信号 s_2 を送出する送信アンテナの位置変動による位相シフト を考慮し、

【数 1 4 8】

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\alpha} \cdot e^{j\Phi} \\ e^{-j\alpha} & 1 \cdot e^{j\Phi} \end{bmatrix}$$

30

となって、今までの結果と同様の条件となる。

【0 2 3 1】

また、

【数 1 4 9】

$$\begin{aligned} \mathbf{\Omega} = \mathbf{H}^H \cdot \mathbf{H} &= \begin{bmatrix} 1 & e^{j\alpha} \\ e^{j\alpha} \cdot e^{-j\Phi} & e^{-j\Phi} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\alpha} \cdot e^{j\Phi} \\ e^{-j\alpha} & e^{j\Phi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & e^{j\Phi}(e^{j\alpha} + e^{-j\alpha}) \\ e^{-j\Phi}(e^{j\alpha} + e^{-j\alpha}) & 2 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 2 & 2 \cdot \cos\alpha \cdot e^{j\Phi} \\ 2 \cdot \cos\alpha \cdot e^{-j\Phi} & 2 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

40

より、

【数 1 5 0】

$$\begin{vmatrix} 2 - \lambda & 2 \cdot \cos\alpha \cdot e^{j\Phi} \\ 2 \cdot \cos\alpha \cdot e^{-j\Phi} & 2 - \lambda \end{vmatrix} = \lambda^2 + 4 - 4\lambda - 4\cos^2\alpha = \lambda^2 - 4\lambda - 4\sin^2\alpha = 0$$

$$\therefore \lambda = 2 \pm \sqrt{4 - 4\sin^2\alpha} = 2 \pm 2\cos\alpha$$

50

を得る。これをグラフにしたのが図 1 2 である。

【 0 2 3 2 】

同結果より、

【 数 1 5 1 】

$$\alpha = \frac{\pi}{\gamma} \cdot \frac{d_R^2}{R} \Rightarrow \alpha = \frac{\pi}{\gamma} \cdot \frac{d_T \cdot d_R}{R}$$

とすると、今までの結果と同じである。提案の方式もそのまま使えることになる。

【 0 2 3 3 】

更に変形して、送受アンテナ間でアンテナ配置方向に菱形状のズレが生じた場合について 10
て記す。

【 0 2 3 4 】

図 1 3 において、上記同様に R を基準に考える。R に対する対角経路の経路差は、 d_{11}
の場合、

【 数 1 5 2 】

$$R \cdot (1 - \cos(\Delta\theta_{11})) \approx R \cdot \left(\frac{(\Delta\theta_{11})^2}{2} \right) = R \cdot \left(\frac{1}{2} \left(\frac{d_o}{R} \right)^2 \right) = \frac{d_o^2}{2R} \quad \therefore \frac{d_o}{R} = \tan(\Delta\theta_{11}) \approx (\Delta\theta_{11})$$

となる。

20

【 0 2 3 5 】

また、 d_{12} の場合、

【 数 1 5 3 】

$$R \cdot (1 - \cos(\Delta\theta_{12})) \approx R \cdot \left(\frac{(\Delta\theta_{12})^2}{2} \right) = R \cdot \left(\frac{1}{2} \left(\frac{d+d_o}{R} \right)^2 \right) = \frac{(d+d_o)^2}{2R} = \frac{d^2 + d_o^2 + 2dd_o}{2R} \quad \therefore \frac{d+d_o}{R} = \tan(\Delta\theta_{12}) \approx (\Delta\theta_{12})$$

となる。

【 0 2 3 6 】

また、 d_{21} の場合、

【 数 1 5 4 】

$$R \cdot (1 - \cos(\Delta\theta_{21})) \approx R \cdot \left(\frac{(\Delta\theta_{21})^2}{2} \right) = R \cdot \left(\frac{1}{2} \left(\frac{d-d_o}{R} \right)^2 \right) = \frac{(d-d_o)^2}{2R} = \frac{d^2 + d_o^2 - 2dd_o}{2R} \quad \therefore \frac{d-d_o}{R} = \tan(\Delta\theta_{21}) \approx (\Delta\theta_{21})$$

となる。

30

【 0 2 3 7 】

さらに、 d_{22} の場合、

【 数 1 5 5 】

$$R \cdot (1 - \cos(\Delta\theta_{22})) \approx R \cdot \left(\frac{(\Delta\theta_{22})^2}{2} \right) = R \cdot \left(\frac{1}{2} \left(\frac{d_o}{R} \right)^2 \right) = \frac{d_o^2}{2R} \quad \therefore \frac{d_o}{R} = \tan(\Delta\theta_{22}) \approx (\Delta\theta_{22})$$

40

となる。

【 0 2 3 8 】

経路差による位相回転を

【 数 1 5 6 】

$$\alpha = 2\pi \left(\frac{d^2}{2R} \right) / \gamma = \frac{\pi}{\gamma} \cdot \frac{d^2}{R}, \quad \xi = 2\pi \left(\frac{2 \cdot d \cdot d_o}{2R} \right) / \gamma = \frac{\pi}{\gamma} \cdot \frac{2 \cdot d \cdot d_o}{R}$$

とすると、経路 d_{11} で正規化されたチャネル行列 H は、以下のようになる。

50

【数 1 5 7】

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\alpha} \cdot e^{j\xi} \\ e^{-j\alpha} \cdot e^{-j\xi} & 1 \end{bmatrix}$$

【0 2 3 9】

従って、

【数 1 5 8】

$$\begin{aligned} \Omega = \mathbf{H}^H \cdot \mathbf{H} &= \begin{bmatrix} 1 & e^{j\alpha} \cdot e^{j\xi} \\ e^{j\alpha} \cdot e^{-j\xi} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\alpha} \cdot e^{j\xi} \\ e^{-j\alpha} \cdot e^{-j\xi} & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & e^{j\xi}(e^{j\alpha} + e^{-j\alpha}) \\ e^{-j\xi}(e^{j\alpha} + e^{-j\alpha}) & 2 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 2 & 2 \cdot \cos \alpha \cdot e^{j\xi} \\ 2 \cdot \cos \alpha \cdot e^{-j\xi} & 2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad 10$$

となる。

【0 2 4 0】

これより、

【数 1 5 9】

$$\begin{vmatrix} 2 - \gamma & 2 \cdot \cos \alpha \cdot e^{j\xi} \\ 2 \cdot \cos \alpha \cdot e^{-j\xi} & 2 - \gamma \end{vmatrix} = \gamma^2 + 4 - 4\gamma - 4 \cos^2 \alpha = \gamma^2 - 4\gamma - 4 \sin^2 \alpha = 0 \quad 20$$

$$\therefore \gamma = 2 \pm \sqrt{4 - 4 \sin^2 \alpha} = 2 \pm 2 \cos \alpha$$

となつて、菱形状にズレが生じても各パスの太さである固有値への影響がないことが分かる。

【0 2 4 1】

(特異値分解 $\mathbf{H} = \mathbf{U} \cdot \Lambda^{1/2} \cdot \mathbf{V}^H$)上記チャネル行列 \mathbf{H} の特異値分解は、

【数 1 6 0】

$$\begin{aligned} \mathbf{H} = \mathbf{U} \cdot \Lambda^{1/2} \cdot \mathbf{V}^H &= \begin{bmatrix} \frac{-e^{-j\frac{\alpha}{2}}}{\sqrt{2}} & \frac{j \cdot e^{-j\frac{\alpha}{2}}}{\sqrt{2}} \\ \frac{-e^{-j\frac{\alpha}{2}} \cdot e^{-j\xi}}{\sqrt{2}} & \frac{-j \cdot e^{-j\frac{\alpha}{2}} \cdot e^{-j\xi}}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} (e^{j\frac{\alpha}{2}} + e^{-j\frac{\alpha}{2}}) & 0 \\ 0 & -j(e^{j\frac{\alpha}{2}} - e^{-j\frac{\alpha}{2}}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{-1}{\sqrt{2}} & \frac{-e^{j\xi}}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{-e^{j\xi}}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \frac{-(1+e^{-j\alpha})}{\sqrt{2}} & \frac{(1-e^{-j\alpha})}{\sqrt{2}} \\ \frac{-(1+e^{-j\alpha}) \cdot e^{-j\xi}}{\sqrt{2}} & \frac{-(1-e^{-j\alpha}) \cdot e^{-j\xi}}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{-1}{\sqrt{2}} & \frac{-e^{j\xi}}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{-e^{j\xi}}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\alpha} \cdot e^{j\xi} \\ e^{-j\alpha} \cdot e^{-j\xi} & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad 30$$

となる。

【0 2 4 2】

また上記 \mathbf{U} 、 \mathbf{V} は、

40

【数 1 6 1】

$$\begin{aligned}
 U^H \cdot U &= \begin{bmatrix} \frac{-e^{j\frac{\alpha}{2}}}{\sqrt{2}} & \frac{-e^{j\frac{\alpha}{2}} \cdot e^{j\xi}}{\sqrt{2}} \\ \frac{-j \cdot e^{j\frac{\alpha}{2}}}{\sqrt{2}} & \frac{j \cdot e^{j\frac{\alpha}{2}} \cdot e^{j\xi}}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{-e^{-j\frac{\alpha}{2}}}{\sqrt{2}} & \frac{j \cdot e^{-j\frac{\alpha}{2}}}{\sqrt{2}} \\ \frac{-e^{-j\frac{\alpha}{2}} \cdot e^{-j\xi}}{\sqrt{2}} & \frac{-j \cdot e^{-j\frac{\alpha}{2}} \cdot e^{-j\xi}}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\
 V \cdot V^H &= \begin{bmatrix} \frac{-1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{-e^{-j\xi}}{\sqrt{2}} & \frac{-e^{-j\xi}}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{-1}{\sqrt{2}} & \frac{-e^{j\xi}}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{-e^{j\xi}}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

10

となる。よって、上記 U、V がユニタリー行列で、H の特異値分解が成り立っていることが確認できる。

【 0 2 4 3 】

すなわち、菱形状にズレが生じてもずれる前の各パスの太さである固有値のままで、上記チャネル行列 H の特異値分解もユニタリー行列 U、V で実現できる。なお、送信アンテナ位置変動による位相シフトがあっても上述と同様の構成が可能であることはいうまでもない。

20

【 0 2 4 4 】

次に、このような菱形状のズレが生じた場合、提案の受信端のみのマトリクス演算の構成がどうなるかについて記す。

【 0 2 4 5 】

[受信端のみのマトリクス演算で送受信アンテナ間形状が菱形の場合]

本発明の受信端のみのマトリクス演算の構成で、送受アンテナ間でアンテナ配置方向に菱形状のズレが生じた場合について記す。上述の検討で得られた菱形状の通信路行列 H をそのまま用いる。

【 0 2 4 6 】

[特異値直交行列 $^{1/2}$]

図 1 4 より、一例として $e^{j\xi} = j$ となるアンテナ間位置の場合を考えると、特異値直交行列 $^{1/2}$ は、

30

【数 1 6 2】

$$\Lambda^{1/2} = \begin{bmatrix} \sqrt{\lambda_1} & 0 \\ 0 & \sqrt{\lambda_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2+2\cos\alpha} & 0 \\ 0 & \sqrt{2-2\cos\alpha} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2} & 0 \\ 0 & \sqrt{2} \end{bmatrix}$$

となる。

【 0 2 4 7 】

[通信路行列 H]

また、通信路行列 H は、

40

【数 1 6 3】

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & -j \cdot e^{j\xi} \\ -j \cdot e^{-j\xi} & 1 \end{bmatrix} = \mathbf{U} \cdot \Lambda^{1/2} \cdot \mathbf{V}^H = \mathbf{U} \cdot \begin{bmatrix} \sqrt{2} & 0 \\ 0 & \sqrt{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{where; } \alpha = \frac{\pi}{2}, \xi = \frac{2\pi \cdot d \cdot d_o}{\gamma R}$$

$$\therefore \mathbf{U} = \begin{bmatrix} U_{11} & U_{12} \\ U_{21} & U_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -j \cdot e^{j\xi} \\ -j \cdot e^{-j\xi} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 0 \\ 0 & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & -j \cdot e^{j\xi}/\sqrt{2} \\ -j \cdot e^{-j\xi}/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}$$

$$\therefore \mathbf{U}^H = \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & j \cdot e^{j\xi}/\sqrt{2} \\ j \cdot e^{-j\xi}/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad \text{where; } \alpha = \frac{\pi}{\gamma} \cdot \frac{d^2}{R} = \frac{\pi}{2}, \xi = \frac{2\pi \cdot d \cdot d_o}{\gamma R}$$

10

となる。

【0 2 4 8】

ここで、

【数 1 6 4】

$$\mathbf{U}^H \cdot \mathbf{U} = \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & j \cdot e^{j\xi}/\sqrt{2} \\ j \cdot e^{-j\xi}/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & -j \cdot e^{j\xi}/\sqrt{2} \\ -j \cdot e^{-j\xi}/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

となる。よって、菱形のズレが生じた場合であっても、提案の受信端のみのユニタリ行列演算で構成できることが分かる。なお、局部発振器やアンテナ位置変動による位相シフト や があっても上述と同様の構成が可能である。

20

【0 2 4 9】

[更に一般化した送受信アンテナ間形状の場合]

更に一般化した送受アンテナ間形状の場合を記す。見通し内で構成される無線 LAN 等を含む設置位置の自由度が高い応用例である。

【0 2 5 0】

図 1 5 より、 d_{11} 、 d_{12} 、 d_{21} 、 d_{22} は、

【数 1 6 5】

$$d_{11} = R$$

30

$$d_{12} = \left\{ (R - d_T \cos(\theta_T))^2 + (d_T \sin(\theta_T))^2 \right\}^{1/2} \approx (R - d_T \cos(\theta_T)) \left(1 + \frac{(d_T \sin(\theta_T))^2}{2(R - d_T \cos(\theta_T))^2} \right)$$

$$\approx R - d_T \cos(\theta_T) + \frac{(d_T \sin(\theta_T))^2}{2(R - d_T \cos(\theta_T))} \approx R - d_T \cos(\theta_T) + \frac{(d_T \sin(\theta_T))^2}{2R}$$

$$d_{21} = \left\{ (R + d_R \cos(\theta_R))^2 + (d_R \sin(\theta_R))^2 \right\}^{1/2} \approx (R + d_R \cos(\theta_R)) \left(1 + \frac{(d_R \sin(\theta_R))^2}{2(R + d_R \cos(\theta_R))^2} \right)$$

$$\approx R + d_R \cos(\theta_R) + \frac{(d_R \sin(\theta_R))^2}{2(R + d_R \cos(\theta_R))} \approx R + d_R \cos(\theta_R) + \frac{(d_R \sin(\theta_R))^2}{2R}$$

40

$$d_{22} = \left\{ (R - d_T \cos(\theta_T) + d_R \cos(\theta_R))^2 + (d_R \sin(\theta_R) - d_T \sin(\theta_T))^2 \right\}^{1/2}$$

$$\approx (R - d_T \cos(\theta_T) + d_R \cos(\theta_R)) \left(1 + \frac{(d_R \sin(\theta_R) - d_T \sin(\theta_T))^2}{2(R - d_T \cos(\theta_T) + d_R \cos(\theta_R))^2} \right)$$

$$\approx R - d_T \cos(\theta_T) + d_R \cos(\theta_R) + \frac{(d_R \sin(\theta_R) - d_T \sin(\theta_T))^2}{2(R - d_T \cos(\theta_T) + d_R \cos(\theta_R))}$$

$$\approx R - d_T \cos(\theta_T) + d_R \cos(\theta_R) + \frac{(d_R \sin(\theta_R) - d_T \sin(\theta_T))^2}{2R}$$

である。

【0 2 5 1】

50

また、各受信アンテナにおける位相差のみに注目した通信路行列 \mathbf{H} は、図 15 より、
【数 166】

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{2\pi}{\gamma}(d_{12}-d_{11})} \\ e^{j\frac{2\pi}{\gamma}(d_{21}-d_{22})} & 1 \end{bmatrix}$$

である。

【0252】

これより、

【数 167】

$$\begin{aligned} \mathbf{\Omega} = \mathbf{H}^H \cdot \mathbf{H} &= \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{2\pi}{\gamma}(d_{21}-d_{22})} \\ e^{j\frac{2\pi}{\gamma}(d_{12}-d_{11})} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{2\pi}{\gamma}(d_{12}-d_{11})} \\ e^{j\frac{2\pi}{\gamma}(d_{21}-d_{22})} & 1 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 2 & e^{j\frac{2\pi}{\gamma}(d_{12}-d_{11})} + e^{j\frac{2\pi}{\gamma}(d_{21}-d_{22})} \\ e^{j\frac{2\pi}{\gamma}(d_{12}-d_{11})} + e^{j\frac{2\pi}{\gamma}(d_{21}-d_{22})} & 2 \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ 0 & 2 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

10

20

となる。

【0253】

従って、固有値が重根になるためには、第 1 項、すなわち

【数 168】

$$\frac{2\pi}{\gamma}(d_{12}-d_{11})$$

と、第 2 項、すなわち

【数 169】

$$-\frac{2\pi}{\gamma}(d_{21}-d_{22})$$

30

とが互いに逆位相になればよい。

【0254】

すなわち、

【数 170】

$$\frac{2\pi}{\gamma}(d_{12}-d_{11}) = \frac{2\pi}{\gamma}(d_{21}-d_{22}) \pmod{2\pi}$$

40

であればよい。

【0255】

或いは、第 1 項と第 2 項の差が ということ、

【数 171】

$$\frac{2\pi}{\gamma}(d_{12}-d_{11}) + \frac{2\pi}{\gamma}(d_{21}-d_{22}) = \pi \pmod{2\pi}$$

であればよい。

50

【 0 2 5 6 】

これより、

【 数 1 7 2 】

$$\therefore \frac{2\pi}{\gamma} |d_{12} - d_{11} + d_{21} - d_{22}| = \pi(2n+1) \quad n \in Z^+$$

$$\therefore |d_{12} - d_{11} + d_{21} - d_{22}| = \frac{\gamma}{2}(2n+1) \quad n \in Z^+$$

を得る。

10

【 0 2 5 7 】

この関係に $d_{11} \sim d_{22}$ を代入すると、

【 数 1 7 3 】

$$\begin{aligned} |d_{12} - d_{11} + d_{21} - d_{22}| &= \left| -d_T \cos(\theta_T) + \frac{(d_T \sin(\theta_T))^2}{2R} + \frac{(d_R \sin(\theta_R))^2}{2R} + d_T \cos(\theta_T) - \frac{(d_R \sin(\theta_R) - d_T \sin(\theta_T))^2}{2R} \right| \\ &= \left| \frac{(d_T \sin(\theta_T))^2}{2R} + \frac{(d_R \sin(\theta_R))^2}{2R} + \frac{(d_R \sin(\theta_R) - d_T \sin(\theta_T))^2}{2R} \right| \\ &= \left| \frac{-2 \cdot d_T \cdot d_R \cdot \sin(\theta_T) \cdot \sin(\theta_R)}{2R} \right| = \frac{d_T \cdot d_R \cdot \sin(\theta_T) \cdot \sin(\theta_R)}{R} \end{aligned}$$

20

となって、

【 数 1 7 4 】

$$\frac{d_T \cdot d_R \cdot \sin(\theta_T) \cdot \sin(\theta_R)}{R} = \frac{\gamma}{2}(2n+1) \quad n \in Z^+$$

を得る。

30

【 0 2 5 8 】

従って、重根となる条件として以下を得る。

【 数 1 7 5 】

$$\therefore d_T \cdot d_R = \frac{R}{\sin(\theta_T) \cdot \sin(\theta_R)} \cdot \gamma \cdot \left(n + \frac{1}{2} \right) \quad n \in Z^+$$

【 0 2 5 9 】

この条件を満足するアンテナ構成ならば同じ太さのパスで色々な構成が可能である。なお、ここで用いた R と上述で用いた R とでは若干定義が異なるので注意を要する。すなわち、図 15 では送受アンテナが互いに平行した配置では無いため、送受アンテナ間距離を d_{11} に相当する底辺に置かれた送受アンテナエレメント間距離を R としている（[数 165] 参照）。これに対して他の構成は、送受アンテナが互いに平行して配置されているので送受アンテナ間距離を R としている。

40

【 0 2 6 0 】

なお、以上の説明では外部要因によって生じるアンテナ変動や伝送路の変動、或いは、アンテナ毎に独立な局部発振器を用いることによって生じた位相変動の検出手段としてパイロット信号を用いて説明してきたが、パイロット信号を用いない処理によって検出することも可能である。例えば、情報を運ぶデータを用いる。特に図示はしていないが、等化後の判定結果を用いて位相変動を推定する方法や誤り訂正後の信号を再符号化して推定する方法等がある。以下、その方法について、説明の都合上、2 アンテナの場合で説明する

50

。【 0 2 6 1 】

ここでは、上述で説明した通信路行列、すなわち

【数 1 7 6】

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & -j \cdot e^{j\Phi} \\ -j \cdot e^{j\Phi} & 1 \cdot e^{j(\Phi+\phi)} \end{bmatrix}$$

を用いて説明する。

【 0 2 6 2 】

10

まず、送信信号ベクトル及び受信信号ベクトルをそれぞれ

【数 1 7 7】

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{Y} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix}$$

とすると、以下を得る。

【数 1 7 8】

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{S} = \begin{bmatrix} 1 & -j \cdot e^{j\Phi} \\ -j \cdot e^{j\Phi} & 1 \cdot e^{j(\Phi+\phi)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix}$$

20

【 0 2 6 3 】

ここで、等化後の判定結果、或いは誤り訂正後の信号再生によって上式における s_1 、 s_2 が正しく得られたとすると、

【数 1 7 9】

$$y_1 = s_1 - j \cdot e^{j\Phi} \cdot s_2$$

の関係より、

30

【数 1 8 0】

$$e^{j\Phi} = \frac{s_1 - y_1}{j \cdot s_2}$$

を得る。これより、 を検出することができる。

【 0 2 6 4 】

次に、この検出された を用いるが、その前に [数 1 7 8] の関係より、

【数 1 8 1】

$$y_2 = -j \cdot e^{j\Phi} \cdot s_1 + e^{j(\Phi+\phi)} \cdot s_2$$

40

であるから、

【数 1 8 2】

$$e^{j\Phi} = \frac{y_2}{e^{j\Phi} \cdot s_2 - j \cdot s_1}$$

を得る。これより を検出することができる。

【 0 2 6 5 】

従って、パリロット信号を用いなくとも情報を運ぶデータにより、外部要因によって生

50

じるアンテナ変動や伝送路の変動、或いは、アンテナ毎に独立な局部発振器を用いることによって生じた位相変動の検出を行うことができる。なお、本動作は、初期立ち上げ後の動作を示しているが、一度立ち上げを完了すると、データが絶え間なく流れているので、定常的に上記による位相変動の検出は継続される。

【0266】

以上の結果を基に本発明の方式をマイクロ波通信装置以外の伝送路に応用した例を以下に記す。

【0267】

図16は、決定論的通信路として光通信路を用いた場合の例である。同図において、光アンテナとして、送信側ではレーザダイオード(LD)1601を、また受信側ではフォトディテクタ(PD)1602を用いている。電波を用いる見通し内MIMOと同様に光りにおいても見通し内MIMOを実現することができる。

10

【0268】

図17は、決定論的通信路として音響光通信路を用いた場合の例である。同図において、送信側においては超音波振動子1701を、また受信側では超音波マイクロフォン1702を用いている。電波を用いる見通し内MIMOと同様に音響環境においても見通し内MIMOを実現することができる。

【0269】

図18は、決定論的通信路として簡易無線装置(無線LANを含む)等の見通し内通信路に用いられるMIMO用アンテナの例である。固定マイクロ波通信システムのように規則正しい構造と違って、簡易無線装置では見通し内通信路が複雑な構成となる。見通し内通信路がどのような幾何学的形態であっても[数175]の条件を満足すれば、見通し内MIMOによる通信容量の拡大が図れる。

20

【0270】

同図のMIMO用のアンテナは、アンテナエレメント1801及び1802の間隔(d)が結合棒1803によって自由に伸び縮みできる構造になっている。また、アンテナエレメント1801及び1802によって形成される角度(θ)がヒンジ1804によって自由に設定できる構造になっている。

【0271】

上述の導出された[数175]は、アンテナ間距離 d_T 、 d_R と角度 θ_T 、 θ_R を操作することによって最大の通信容量を実現することができることを示している。このため、同図のMIMO用アンテナの間隔(d)及び角度(θ)を操作することによって見通し内通信路がどのような幾何学的形態であっても最大通信容量を達成することができる。

30

【0272】

以下、本発明の他の実施の形態について説明する。

【0273】

本実施の形態に係る見通し内MIMO通信システムは複数の伝送路を有し、送信側または受信側、或いは送受信側共に通信路行列演算処理部を備える。通信路行列演算処理部にて直交伝送路形成用行列を送信アンテナ(例えば、電波伝搬で用いる送信アンテナ、発光素子、スピーカ等)又は受信アンテナ(例えば、電波伝搬で用いる受信アンテナ、受光素子、マイクロフォン等)の位置変動又は伝送路の変動により更新する。これによれば、送信アンテナ又は受信アンテナの位置変動又は伝送路の変動を吸収して最大の通信容量を実現できるMIMO通信システムを提供できる。

40

【0274】

更に、通信路行列の固有値が重根になるべく通信路の幾何学的パラメータを設定し、該固有値に基づき得られる固有ベクトル或いはその線形和によって得られる固有ベクトルに基づいて構成されるユニタリ行列演算を、送信側或いは受信側のどちらか一方のみにおいて行うことにより仮想的な直交伝送路を形成してもよい。これによれば、逆回線によるフィードバック情報のいらぬ構成や送信のみ処理とする構成など柔軟なシステム設計が可能となる。

50

【0275】

更に、MIMO通信システムが、複数のアンテナを用いた固定マイクロ波通信システムであって、送信側または受信側、或いは送受信共にアンテナ毎に独立な局部発振器を用いて構成されてもよい。これによれば、固定マイクロ波通信システム構築上の制約となっていたアンテナ間キャリア同期の問題を解決することができる。

【0276】

更に、送信アンテナ又は受信アンテナの位置変動又は伝送路の変動を検出する手段を有し、該検出結果を用いて仮想的な直交伝送路形成用行列を更新してもよい。これによれば、精密な設置と強固な筐体等のシステム構築上の問題点のないMIMO通信システムを提供できる。

10

【0277】

更に、仮想的な直交伝送路を形成するための行列演算処理を受信側のみで行ってもよい。これによれば、送信側行列処理のための逆回線による周期的で頻繁なフィードバック情報のいらぬMIMO通信システムを提供できる。

【0278】

更に、送信側から受信側へのパイロット信号を送出する手段を有し、該パイロット信号によって送信アンテナ又は受信アンテナの位置変動や伝送路の変動を検出し、その検出結果を用いて仮想的な直交伝送路形成用行列を更新してもよい。これによれば、簡単な構成で精密な設置と強固な筐体等のシステム構築上の問題点のないMIMO通信システムを提供できる。

20

【0279】

更に、送信側から受信側へアンテナ毎のパイロット信号を送出する手段を有し、該パイロット信号を元に仮想的な直交伝送路を形成するための行列演算処理を受信側のみで行ってもよい。これによれば、簡単な処理で、送信側行列処理のための逆回線による周期的で頻繁なフィードバック情報のいらぬMIMO通信システムを提供できる。

【0280】

更に、送信側から受信側へ送られる各パイロット信号が、該局部発振器による処理より前に生成されてもよい。これによれば、送信側で発生した局部発振器間の位相雑音を受信端で検出することができ、発生した位相雑音を補償すべく行列の更新を行うことができる。

30

【0281】

更に、送信側から受信側へ送られたパイロット信号の検出が、受信における局部発振器による処理の後に行われてもよい。これによれば、受信側で発生した局部発振器間の位相雑音を受信端で検出することができ、発生した位相雑音を補償すべく行列の更新を行うことができる。

【0282】

更に、送信側から受信側へのパイロット信号が、アンテナ毎に互いに直交してもよい。これによれば、簡単な相関器で局部発振器間の位相雑音や気象条件等によって生じる感度の高いアンテナ方向の変位を検出することができ、それらを補償すべく行列の更新を行うことができる。

40

【0283】

更に、見通し内通信路は、電波伝搬路に限らず、光通信路でも、音響通信路でもよい。この場合でも、MIMO通信システムを提供することができる。

【0284】

更に、複数の送信アンテナ又は受信アンテナ間距離及びそれらの方向、もしくはどちらか一方を可変としてもよい。これによれば、見通し内通信路がどのような幾何学的形態であったとしても送信アンテナ又は受信アンテナ間隔或いはそれらの軸方向、或いはそれら全てを操作すれば常に最大の通信容量を実現できるMIMO通信システムを提供できる。

【0285】

なお、本発明は、上述の効果について、同時に達成するものである必要は必ずしも無く

50

、少なくともいずれかが1つの効果を達成するものであればよい。

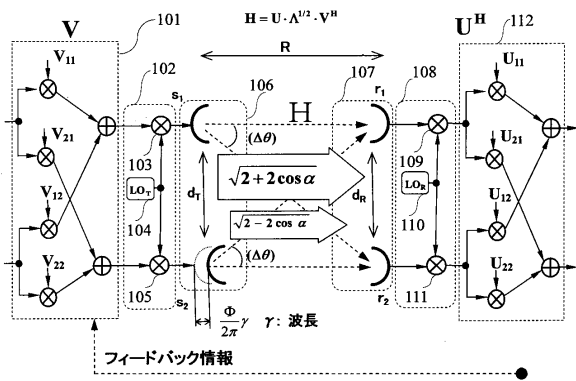
【0286】

以上、上記各実施形態を参照して本願発明を説明したが、本願発明は上記各実施形態に限定されるものではない。本願発明の構成や詳細には、本願発明の範囲内で当業者が理解し得る様々な変更をすることができる。

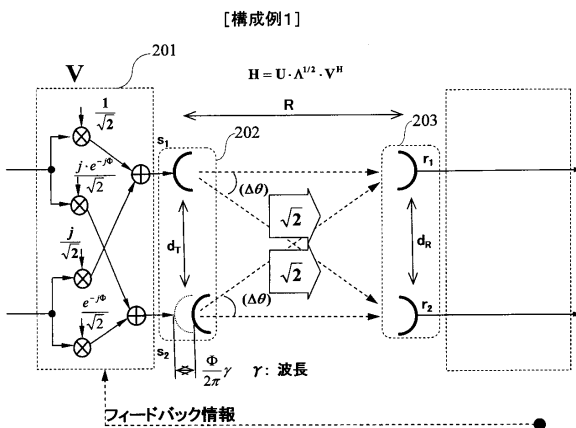
【0287】

この出願は、2006年11月17日に出願された日本出願特願2006-312277号を基礎とする優先権を主張し、その開示の全てをここに取り込む。

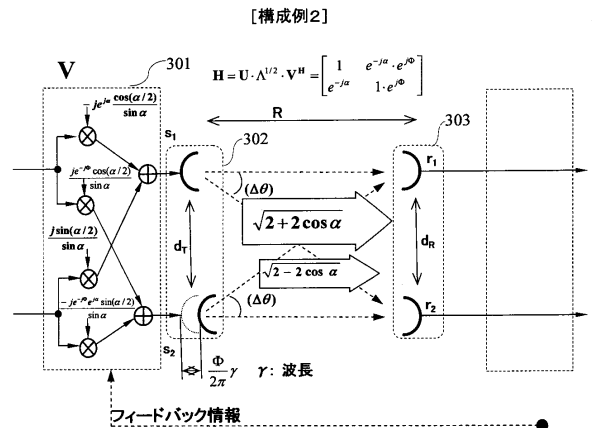
【図1】



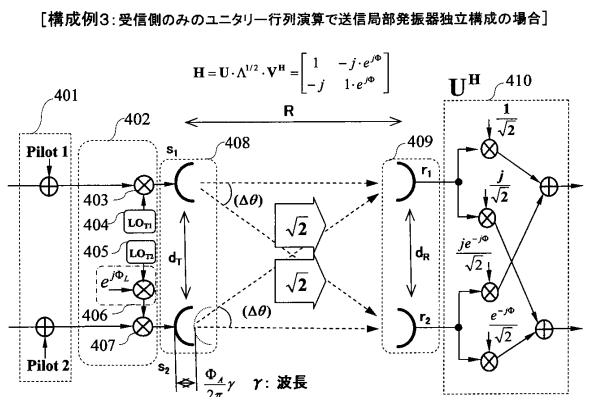
【図2】



【図3】

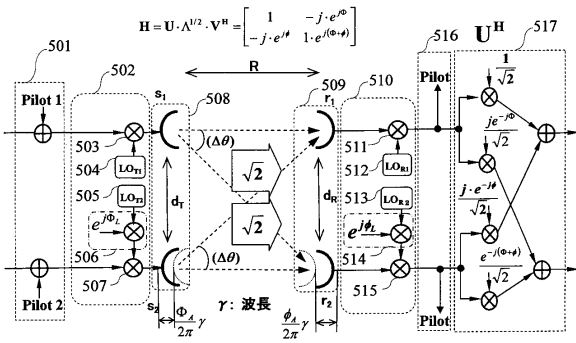


【図4】



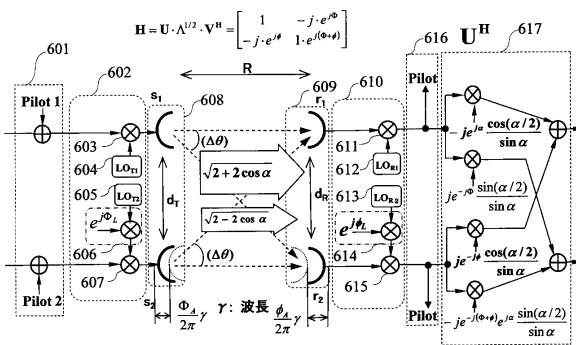
【図5】

【構成例4: 受信側のみのユニタリ行列演算で送受共にアンテナ毎の局部発振器構成の場合】



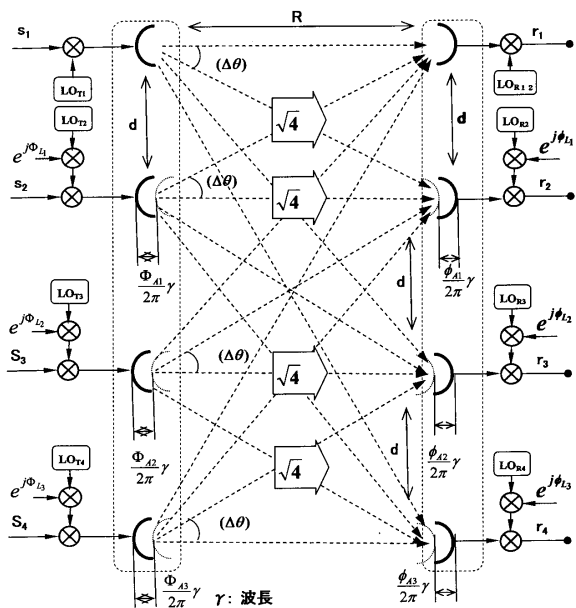
【図6】

【構成例5: 最適アンテナ位置と異なる場合の直交伝送路構成例(送受局部発振器独立)】



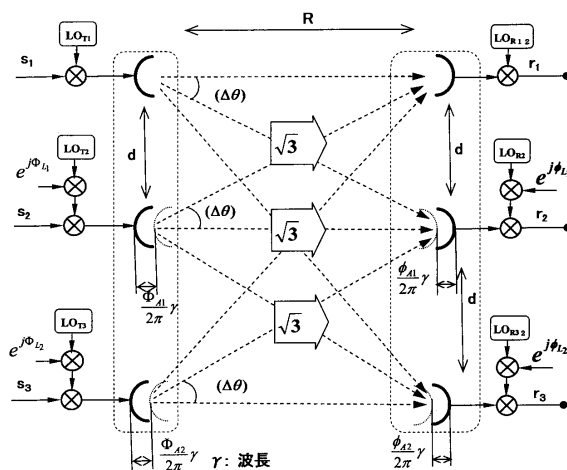
【図8】

【構成例7: 4アンテナの場合。受信のみのユニタリ行列演算】



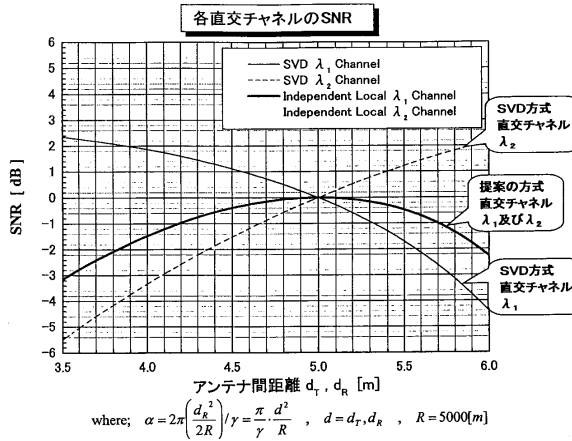
【図7】

【構成例6: 3アンテナの場合。受信のみのユニタリ行列演算】



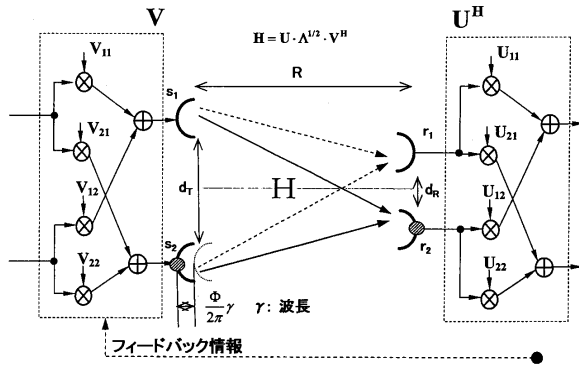
【図9】

【各方式によるアンテナ間距離に対する各直交チャネルのSNRの比較】



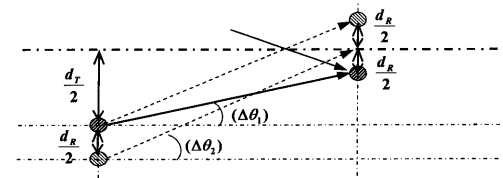
【図10】

[送受信で異なるアンテナ間距離を用いた場合]



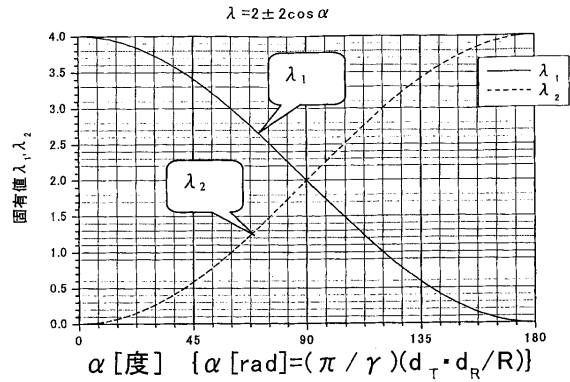
【図11】

[図10の伝送路を上下対称として下半分をモデリングした場合]



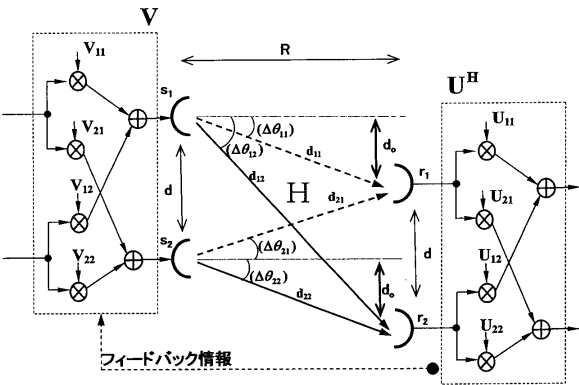
【図12】

[図10の送受信で異なるアンテナ間距離を用いた場合の通信路容量]



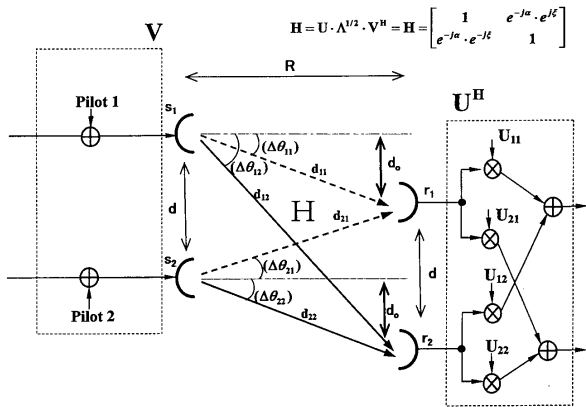
【図13】

[送受信アンテナ間形状が菱形の場合]



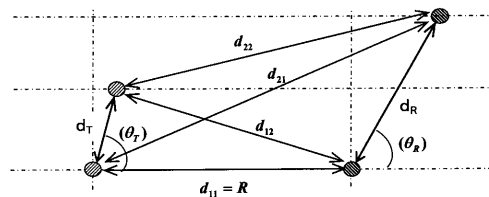
【図14】

[受信端のみのマトリクス演算で送受信アンテナ間形状が菱形の場合]

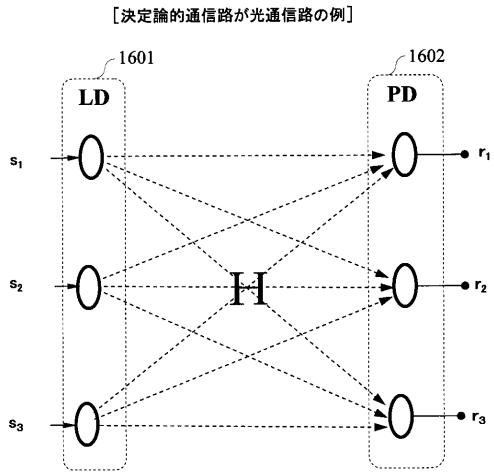


【図15】

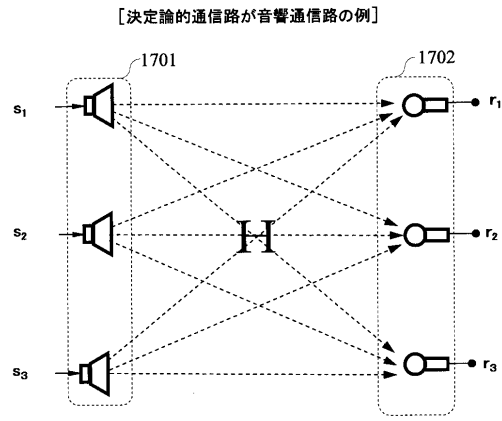
[任意の幾何学的形態を持つ送受信アンテナ形状の場合]



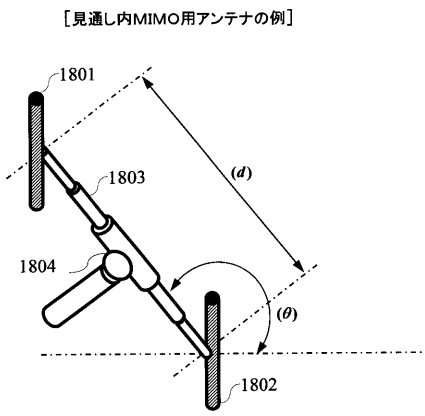
【図16】



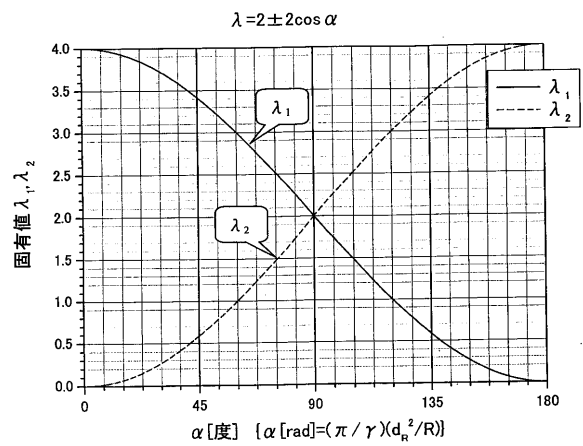
【図17】



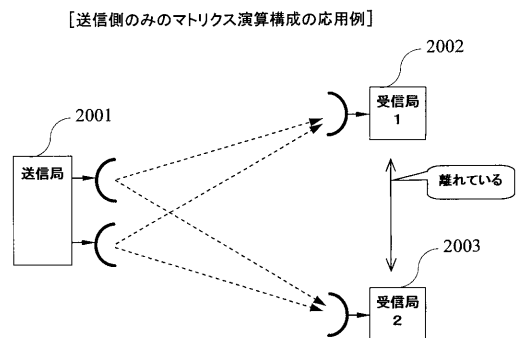
【図18】



【図19】



【図20】



フロントページの続き

- (56)参考文献 国際公開第2006/104142(WO, A1)
国際公開第2005/039095(WO, A1)
特開2001-505723(JP, A)
特開2003-258770(JP, A)
国際公開第2005/088884(WO, A1)
国際公開第2006/052501(WO, A1)
国際公開第02/075953(WO, A2)
水谷慶、阪口啓、高田潤一、荒木純道、屋内MIMO伝搬路の時間変動特性解析、電子情報通信学会技術研究報告、日本、社団法人電子情報通信学会、2005年12月8日、Vol.105、No.467、pp.13-18
宮下和巳、西村寿彦、大鐘武雄、小川恭孝、鷹取泰司、長敬三、MIMOチャネルにおける固有ビーム空間分割多重(E-SDM)方式、電子情報通信学会技術研究報告、日本、社団法人電子情報通信学会、2002年5月17日、Vol.102、No.86、pp.13-18
山田渉、北直樹、安藤篤也、阪本和則、高尾鉄也、屋外見通し内MIMO通信における指向性アンテナの適用効果、2005年電子情報通信学会ソサイエティ大会講演論文集1、日本、社団法人電子情報通信学会、2005年9月7日、p.244
西本浩、西村寿彦、小川恭孝、大鐘武雄、見通し内伝搬路におけるMIMO-SDMの特性評価、2003年電子情報通信学会ソサイエティ大会講演論文集1、社団法人電子情報通信学会、2003年9月10日、p.236

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04J 99/00

H04B 7/04