

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5672683号
(P5672683)

(45) 発行日 平成27年2月18日(2015.2.18)

(24) 登録日 平成27年1月9日(2015.1.9)

(51) Int. Cl. F I
 HO 4 J 99/00 (2009.01) HO 4 J 15/00
 HO 4 B 7/04 (2006.01) HO 4 B 7/04

請求項の数 16 (全 68 頁)

(21) 出願番号	特願2009-223682 (P2009-223682)	(73) 特許権者	000002185 ソニー株式会社 東京都港区港南1丁目7番1号
(22) 出願日	平成21年9月29日(2009.9.29)	(74) 代理人	100118290 弁理士 吉井 正明
(65) 公開番号	特開2011-77568 (P2011-77568A)	(74) 代理人	100094363 弁理士 山本 孝久
(43) 公開日	平成23年4月14日(2011.4.14)	(74) 代理人	100086298 弁理士 船橋 國則
審査請求日	平成24年9月14日(2012.9.14)	(72) 発明者	三保田 憲人 東京都港区港南1丁目7番1号 ソニー株式会社内
		審査官	小池 堂夫

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 無線伝送システム、無線通信装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

電子機器の筐体によって閉じられた空間内に配置された、一対一に対応する送信アンテナと受信アンテナの組合せであるアンテナ対を複数備え、

複数の前記アンテナ対の内の一方の前記送信アンテナから発せられた無線信号が前記一方のアンテナ対の前記受信アンテナに直接に所望波として到達し、かつ、前記一方のアンテナ対とは異なる他のアンテナ対の前記送信アンテナから発せられた無線信号が前記一方のアンテナ対の前記受信アンテナに直接に不要波として到達するように前記複数の送信アンテナと前記複数の受信アンテナとが対向して配置されて構成されており、

さらに、

前記受信アンテナで受信した変調信号を復調する復調機能部が前記アンテナ対のそれぞれに対応して設けられており、

前記受信アンテナのそれぞれと対応する前記復調機能部により復調された復調信号のそれぞれに対して前記送信アンテナと前記受信アンテナとの間における伝送空間の伝達特性に基づく補正演算を行なうことで送信対象信号に対応する出力信号を取得する伝達特性補正部を備えており、

前記復調機能部で使用する搬送信号の波長を c 、アンテナの指向性に依存した位相特性をゼロとしたとき、前記伝達特性を規定する行列の前記所望波の各要素が実数項のみで表わされ且つ前記不要波の各要素が虚数項のみで表わし得るように、前記送信アンテナと前記受信アンテナとの間における前記所望波のアンテナ間距離と前記不要波のアンテナ間

距離の差であるパス差が $(n/2 + 1/4) \cdot c$ (n は 0 または 1 以上の正の整数) に設定されている、または、

前記一方のアンテナ対の前記送信アンテナからの前記一方のアンテナ対の前記受信アンテナへの放射角を θ_1 、前記他のアンテナ対の前記送信アンテナからの前記一方のアンテナ対の前記受信アンテナへの放射角を θ_2 とし、それぞれの前記アンテナの指向性に依存した位相特性を $a(\theta_1)$ 、 $a(\theta_2)$ としたとき、前記パス差は、 $(a(\theta_2) - a(\theta_1)) / c$ だけ修正される、無線伝送システム。

【請求項 2】

前記復調機能部は、前記複数の受信アンテナで受信したそれぞれの受信信号について、直交検波により復調を行ない、

10

前記伝達特性補正部は、前記複数の受信アンテナのそれぞれの系統について、前記復調機能部において直交検波により復調された復調信号の内の所望信号の成分については実数項に関する補正演算のみを行ない、前記所望信号の成分に対して直交する不要波と対応する成分については虚数項に関する補正演算のみを行ない、前記所望信号に対する実数項に関する補正済みの信号と他の受信アンテナの系統について前記所望信号の成分に対して直交する不要波の成分について虚数項に関する補正済みの信号を加算することで送信対象信号に対応する出力信号を取得する、請求項 1 に記載の無線伝送システム。

【請求項 3】

20

送信対象信号で搬送信号を変調して対応する送信アンテナから送信する変調機能部が前記アンテナ対のそれぞれに対応して設けられており、かつ、複数の伝送対象信号の内一部のアンテナ対の系統の前記変調機能部は振幅のみを変調する方式を採用し、残りの系統の前記変調機能部は前記振幅のみを変調する方式以外の方式を採用し、さらに、

前記復調機能部は、前記複数の伝送対象信号の内前記振幅のみを変調する方式が採用されている系統については受信信号に基づき注入同期により変調用の搬送信号と同期した復調用の搬送信号を生成して受信した変調信号を前記復調用の搬送信号で周波数変換して復調し、前記注入同期方式を採用していない系統については、前記注入同期方式を採用している系統で生成された前記復調用の搬送信号に基づき受信した変調信号を周波数変換して復調する、

30

請求項 1 または請求項 2 に記載の無線伝送システム。

【請求項 4】

送信対象信号で搬送信号を変調して対応する送信アンテナから送信する変調機能部が前記アンテナ対のそれぞれに対応して設けられており、かつ、複数の伝送対象信号の内一部のアンテナ対の系統の前記変調機能部は振幅のみを変調する方式を採用し、残りの系統の前記変調機能部は前記振幅のみを変調する方式以外の方式を採用し、

前記復調機能部は、前記複数の伝送対象信号のそれぞれについて、受信信号に基づき注入同期により変調用の搬送信号と同期した復調用の搬送信号を生成して受信した変調信号を前記復調用の搬送信号で周波数変換して復調するものであり、

さらに、前記振幅を変調する方式以外の方式を採用している系統については、前記復調用の搬送信号の位相を移相して対応する前記復調機能部に供給する移相部を備える、請求項 1 ないし請求項 3 のいずれか 1 項に記載の無線伝送システム。

40

【請求項 5】

電子機器の筐体によって閉じられた空間内に配置された、一対一に対応する送信アンテナと受信アンテナの組合せであるアンテナ対を複数備え、

複数の前記アンテナ対の内一方の前記送信アンテナから発せられた無線信号が前記一方のアンテナ対の前記受信アンテナに直接に所望波として到達し、かつ、前記一方のアンテナ対とは異なる他のアンテナ対の前記送信アンテナから発せられた無線信号が前記一方のアンテナ対の前記受信アンテナに直接に不要波として到達するように前記複数の送信アンテナと前記複数の受信アンテナとが対向して配置されて構成されており、

50

さらに、

前記受信アンテナで受信した変調信号を復調する復調機能部が前記アンテナ対のそれぞれに対応して設けられており、

前記受信アンテナのそれぞれと対応する前記復調機能部により復調された復調信号のそれぞれに対して前記送信アンテナと前記受信アンテナとの間における伝送空間の伝達特性に基づく補正演算を行なうことで送信対象信号に対応する出力信号を取得する伝達特性補正部を備えており、

前記復調機能部で使用する搬送信号の波長を c 、アンテナの指向性に依存した位相特性をゼロとしたとき、前記伝達特性を規定する行列の前記所望波の各要素が実数項のみで表わされ且つ前記不要波の各要素が実数項のみで表わし得るように、前記送信アンテナと前記受信アンテナとの間における前記所望波のアンテナ間距離と前記不要波のアンテナ間距離の差であるパス差が $(n/2) \cdot c$ (n は1以上の正の整数)に設定されている、または、

前記一方のアンテナ対の前記送信アンテナからの前記一方のアンテナ対の前記受信アンテナへの放射角を θ_1 、前記他のアンテナ対の前記送信アンテナからの前記一方のアンテナ対の前記受信アンテナへの放射角を θ_2 とし、それぞれの前記アンテナの指向性に依存した位相特性を $a(\theta_1)$ 、 $a(\theta_2)$ としたとき、前記パス差は、 $-(a(\theta_2) - a(\theta_1)) / c$ だけ修正される、

無線伝送システム。

【請求項6】

前記復調機能部は、前記複数の受信アンテナで受信したそれぞれの受信信号について、同期検波により復調を行ない、

前記伝達特性補正部は、前記複数の受信アンテナのそれぞれの系統について、前記復調機能部において同期検波により復調された復調成分について、所望波と対応する実数項に関する補正演算と不要波と対応する実数項に関する補正演算を行ない、前記所望波と対応する実数項に関する補正済みの信号と他の受信アンテナの系統についての不要波と対応する実数項に関する補正済みの信号を加算することで送信対象信号に対応する出力信号を取得する、

請求項5に記載の無線伝送システム。

【請求項7】

送信対象信号で搬送信号を変調して対応する送信アンテナから送信する変調機能部が前記アンテナ対のそれぞれに対応して設けられており、かつ、複数の伝送対象信号の内一部のアンテナ対の前記変調機能部は振幅のみを変調する方式を採用し、残りの系統の前記変調機能部は前記振幅のみを変調する方式以外の方式を採用し、

前記復調機能部は、前記複数の伝送対象信号の内前記振幅のみを変調する方式が採用されている系統については受信信号に基づき注入同期により変調用の搬送信号と同期した復調用の搬送信号を生成して受信した変調信号を前記復調用の搬送信号で周波数変換して復調し、前記注入同期方式を採用していない系統については、前記注入同期方式を採用している系統で生成された前記復調用の搬送信号に基づき受信した変調信号を周波数変換して復調する、

請求項5または請求項6に記載の無線伝送システム。

【請求項8】

送信対象信号で搬送信号を変調して対応する送信アンテナから送信する変調機能部が前記アンテナ対のそれぞれに対応して設けられており、かつ、複数の伝送対象信号の内一部のアンテナ対の前記変調機能部は振幅のみを変調する方式を採用し、残りの系統の前記変調機能部は前記振幅のみを変調する方式以外の方式を採用し、

前記復調機能部は、前記複数の伝送対象信号のそれぞれについて、受信信号に基づき注入同期により変調用の搬送信号と同期した復調用の搬送信号を生成して受信した変調信号を前記復調用の搬送信号で周波数変換して復調するものであり、

さらに、前記振幅を変調する方式以外の方式を採用している系統については、前記復調

10

20

30

40

50

機能部から出力された出力信号の符号を設定する符号設定部を備える、
請求項 5 ないし請求項 7 のいずれか 1 項に記載の無線伝送システム。

【請求項 9】

送信対象信号で搬送信号を変調して対応する送信アンテナから送信する変調機能部が前記アンテナ対のそれぞれに対応して設けられており、かつ、複数の伝送対象信号の全ての系統の前記変調機能部は振幅のみを変調する方式を採用し、

前記復調機能部は、受信信号に基づき注入同期により変調用の搬送信号と同期した復調用の搬送信号を生成して受信した変調信号を前記復調用の搬送信号で周波数変換して復調する系統と、前記注入同期で生成された前記復調用の搬送信号に基づき受信した変調信号を周波数変換して復調する系統とを混在している、

請求項 5 ないし請求項 7 のいずれか 1 項に記載の無線伝送システム。

10

【請求項 10】

前記注入同期で前記復調用の搬送信号を生成する系統の数が 1 つである、

請求項 9 に記載の無線伝送システム。

【請求項 11】

送信対象信号で搬送信号を変調して対応する送信アンテナから送信する変調機能部が前記アンテナ対のそれぞれに対応して設けられており、かつ、複数の伝送対象信号の全ての系統の前記変調機能部は振幅のみを変調する方式を採用し、

前記受信側の無線通信装置の前記復調機能部は、前記複数の伝送対象信号のそれぞれについて、受信信号に基づき注入同期により変調用の搬送信号と同期した復調用の搬送信号を生成して受信した変調信号を前記復調用の搬送信号で周波数変換して復調する、

請求項 5 ないし請求項 7 のいずれか 1 項に記載の無線伝送システム。

20

【請求項 12】

前記送信アンテナと前記受信アンテナとの間の伝送路は誘電体伝送路または中空伝送路から構成されている、

請求項 1 ないし請求項 11 のいずれか 1 項に記載の無線伝送システム。

【請求項 13】

前記送信アンテナと前記受信アンテナとの間の伝送路においてミリ波を用いた通信を行う、

請求項 1 ないし請求項 12 のいずれか 1 項に記載の無線伝送システム。

30

【請求項 14】

全ての系統について、前記復調機能部で使用する搬送信号の周波数を共通にする、

請求項 1 ないし請求項 13 のいずれか 1 項に記載の無線伝送システム。

【請求項 15】

電子機器の筐体によって閉じられた空間内に配置された一対一に対応する送信アンテナと受信アンテナの組合せであるアンテナ対を複数備え、複数の前記アンテナ対の内の一方向の前記送信アンテナから発せられた無線信号が前記一方のアンテナ対の前記受信アンテナに直接に所望波として到達し、かつ、前記一方のアンテナ対とは異なる他のアンテナ対の前記送信アンテナから発せられた無線信号が前記一方のアンテナ対の前記受信アンテナに直接に不要波として到達するように前記複数の送信アンテナと前記複数の受信アンテナとが対向して配置されて構成されている前記受信アンテナのそれぞれと対応する復調信号のそれぞれに対して前記送信アンテナと前記受信アンテナとの間における伝送空間の伝達特性に基づく補正演算を行なうことで送信対象信号に対応する出力信号を取得する伝達特性補正部を備えた無線通信装置であって、

40

前記受信アンテナで受信した変調信号を復調して前記伝達特性補正部に復調信号を供給する復調機能部が前記アンテナ対のそれぞれに対応して設けられており、

前記復調機能部で使用する搬送信号の波長を c 、アンテナの指向性に依存した位相特性をゼロとしたとき、前記伝達特性を規定する行列の前記所望波の各要素が実数項のみで表わされ且つ前記不要波の各要素が虚数項のみで表わし得るように、前記送信アンテナと前記受信アンテナとの間における前記所望波のアンテナ間距離と前記不要波のアンテナ間

50

距離の差であるパス差が $(n/2 + 1/4) \cdot c$ (n は0または1以上の正の整数) に設定されている、または、

前記一方のアンテナ対の前記送信アンテナからの前記一方のアンテナ対の前記受信アンテナへの放射角を θ_1 、前記他のアンテナ対の前記送信アンテナからの前記一方のアンテナ対の前記受信アンテナへの放射角を θ_2 とし、それぞれの前記アンテナの指向性に依存した位相特性を $a(\theta_1)$ 、 $a(\theta_2)$ としたとき、前記パス差は、 $-(a(\theta_2) - a(\theta_1)) / c$ だけ修正され、

前記復調機能部は、前記複数の受信アンテナで受信したそれぞれの受信信号について、直交検波により復調を行ない、前記伝達特性補正部は、前記複数の受信アンテナのそれぞれの系統について、前記復調機能部において直交検波により復調された復調信号の内の所望信号の成分については実数項に関する補正演算のみを行ない、前記所望信号の成分に対して直交する不要信号と対応する成分については虚数項に関する補正演算のみを行ない、前記所望信号に対する実数項に関する補正済みの信号と他の受信アンテナの系統について前記所望信号の成分に対して直交する不要信号の成分について虚数項に関する補正済みの信号を加算することで送信対象信号と対応する出力信号を取得する、無線通信装置。

【請求項16】

電子機器の筐体によって閉じられた空間内に配置された一対一に対応する送信アンテナと受信アンテナの組合せであるアンテナ対を複数備え、複数の前記アンテナ対の内の一方の前記送信アンテナから発せられた無線信号が前記一方のアンテナ対の前記受信アンテナに直接に所望波として到達し、かつ、前記一方のアンテナ対とは異なる他のアンテナ対の前記送信アンテナから発せられた無線信号が前記一方のアンテナ対の前記受信アンテナに直接に不要波として到達するように前記複数の送信アンテナと前記複数の受信アンテナとが対向して配置されて構成されている前記受信アンテナのそれぞれと対応する復調信号のそれぞれに対して前記送信アンテナと前記受信アンテナとの間における伝送空間の伝達特性に基づく補正演算を行なうことで送信対象信号に対応する出力信号を取得する伝達特性補正部を備えた無線通信装置であって、

前記復調機能部で使用する搬送信号の波長を λ 、アンテナの指向性に依存した位相特性をゼロとしたとき、前記伝達特性を規定する行列の前記所望波の各要素が実数項のみで表わされ且つ前記不要波の各要素が実数項のみで表わし得るように、前記送信アンテナと前記受信アンテナとの間における前記所望波のアンテナ間距離と前記不要波のアンテナ間距離の差であるパス差が $(n/2) \cdot \lambda$ (n は1以上の正の整数) に設定されている、または、

前記一方のアンテナ対の前記送信アンテナからの前記一方のアンテナ対の前記受信アンテナへの放射角を θ_1 、前記他のアンテナ対の前記送信アンテナからの前記一方のアンテナ対の前記受信アンテナへの放射角を θ_2 とし、それぞれの前記アンテナの指向性に依存した位相特性を $a(\theta_1)$ 、 $a(\theta_2)$ としたとき、前記パス差は、 $-(a(\theta_2) - a(\theta_1)) / \lambda$ だけ修正され、

前記復調機能部は、前記複数の受信アンテナで受信したそれぞれの受信信号について、同期検波により復調を行ない、前記伝達特性補正部は、前記複数の受信アンテナのそれぞれの系統について、前記復調機能部において同期検波により復調された復調成分について、所望信号と対応する実数項に関する補正演算と不要信号と対応する実数項に関する補正演算を行ない、前記所望信号と対応する実数項に関する補正済みの信号と他の受信アンテナの系統についての不要信号と対応する実数項に関する補正済みの信号を加算することで送信対象信号と対応する出力信号を取得する、無線通信装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、無線伝送システム(1つの筐体内で実現される無線通信装置も含む)、受信

10

20

30

40

50

側の無線通信装置、無線通信方法に関する。より詳細には、空間分割多重を適用して複数の伝送対象信号を無線で伝送する仕組みに関する。

【背景技術】

【0002】

たとえば、比較的近距离（たとえば数センチ～10数センチ以内）に配置されている電子機器間や電子機器内での高速信号伝送を実現する手法として、たとえばLVDS（Low Voltage Differential Signaling）が知られている。しかしながら、最近のさらなる伝送データの大容量高速化に伴い、消費電力の増加、反射などによる信号歪みの影響の増加、不要輻射の増加、などが問題となる。たとえば、映像信号（撮像信号を含む）やコンピュータ画像などの信号を機器内で高速（リアルタイム）に伝送する場合にLVDSでは限界に達してきている。

10

【0003】

伝送データの高速化の問題に対応するため、配線数を増やして、信号の並列化により一信号線当たりの伝送速度を落とすことが考えられる。しかしながら、この対処では、入出力端子の増大に繋がってしまう。その結果、プリント基板やケーブル配線の複雑化や半導体チップサイズの拡大などが求められる。また、高速・大容量のデータを配線で引き回すことでいわゆる電磁界障害が問題となる。

【0004】

LVDSや配線数を増やす手法における問題は、何れも、電気配線により信号を伝送することに起因している。そこで、電気配線により信号を伝送することに起因する問題を解決する手法として、電気配線を無線化して伝送することが考えられる。

20

【0005】

ここで、送信側と受信側の通信部を複数設けて多重伝送を行なう場合に空間分割多重を適用することも考えられる。しかしながら、空間分割多重を適用する場合、チャンネル間の干渉対策が必要となる。この問題を解決する一手法としてMIMO（Multi-Input Multi-Output）を適用することが考えられる（たとえば特許文献1～3を参照）。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0006】

【特許文献1】特開2009-055228号公報

30

【特許文献2】特開2009-049632号公報

【特許文献3】特開2009-33588号公報

【0007】

特許文献1～3では、機器内や機器間での無線伝送に対して比較的遠距離での無線伝送を対象としており、OFDM変調方式との組合せにおいてMIMO処理を適用することが示されている。つまり、特許文献1～3に示されているMIMO処理は、OFDM変調方式に依存している。

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0008】

40

しかしながら、機器内や機器間での比較的近距离の無線伝送を考えた場合、必ずしもMIMO処理をOFDM変調方式と併用することは必要ないと考えられる。また、波長が短くなることで、アンテナの指向性の効果も得られ、やはり、OFDM変調方式と併用することは必要ないと考えられる。

【0009】

本発明は、これらの点に着目して、機器間や機器内の無線信号伝送に適したMIMO処理の仕組みを提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0010】

本発明に係る無線伝送システム、無線通信装置、無線伝送方法の一態様においては、先

50

ず、電子機器の筐体内に送信用の通信部と受信用の通信部を配置する。

【 0 0 1 1 】

そして、送信用の通信部においては、伝送対象信号を変調用の搬送信号で周波数変換して変調信号を生成し、生成した変調信号を無線信号伝送路へ送出する。好ましくは、それぞれ同じ搬送周波数の搬送信号を変調するのがよい。受信用の通信部においては、無線信号伝送路を介して受信した変調信号を復調して伝送対象信号と対応する出力信号を取得する。好ましくは、無線信号伝送路を介して受信した信号を注入信号として変調用の搬送信号と同期した復調用の搬送信号を生成し、無線信号伝送路を介して受信した変調信号を復調用の搬送信号で周波数変換することで伝送対象信号と対応する出力信号を取得する。

【 0 0 1 2 】

要するに、電子機器の筐体内に配置された送信側の通信部と、同じく電子機器（送信側の通信部が配置された電子機器と同一・別の何れも可）の筐体内に配置された受信側の通信部との間に無線信号伝送路を構成して両通信部間で無線による信号伝送を行なう。

【 0 0 1 3 】

ここで、本発明に係る仕組みにおいては、機器内や機器間での無線伝送において空間分割多重を適用する。このため、送信側の無線通信装置には複数の送信アンテナを設け、対応する受信側の無線通信装置にも複数の受信アンテナを設け、それぞれを1対1に対応させる。対応したアンテナ間では送信アンテナから発せられる所望波を直接波として受信し、対応しないアンテナ間では送信アンテナから発せられる不要波を直接波として受信するようにする。

【 0 0 1 4 】

そして、受信側の無線通信装置に、復調機能部と伝達特性補正部を設ける。復調機能部では、複数の受信アンテナのそれぞれで受信した変調信号のそれぞれを復調する。復調処理の際には少なくとも同期検波を採用する。変調が直交変調を採っていれば復調処理の際には直交検波を採用する。伝達特性補正部は、復調機能部により復調された複数の受信アンテナのそれぞれと対応する復調信号のそれぞれに基づいて、送信アンテナと受信アンテナとの間における伝送空間の伝達特性に基づく補正演算処理（MIMO処理）を行なうことで、伝送対象信号と対応する出力信号を取得する。

【 0 0 1 5 】

つまり、本発明に係る仕組みでは、複数の受信アンテナで受信される所望波および不要波の各変調信号（所望波と不要波の合成波）について復調してからベースバンド領域でMIMO処理する点に特徴がある。また、伝送空間の伝達特性は、所望波および不要波の双方ともが送信アンテナから発せられ受信アンテナに直接到来する直接波であるものとして定義されるとして扱い、伝達特性補正部における受信側でのMIMO処理では、その伝達特性を定義する行列に基づく逆行列演算を行なう点に特徴がある。

【 0 0 1 6 】

ここで、MIMO処理に都合の良いようにアンテナ配置を決める。その際の視点としては、所望波のアンテナ間距離と不要波のアンテナ間距離の差であるパス差を規定する考え方、伝達関数を定義する行列要素を規定する考え方、復調処理と伝達特性補正部における受信側でのMIMO処理とを規定する考え方、などがある。

【 0 0 1 7 】

パス差を規定する場合は、搬送信号の波長を c 、アンテナの指向性に依存した位相特性をゼロとしたとき、第1条件としてはパス差を $(n/2 + 1/4)c$ に設定し、第2条件としてはパス差を $(n/2)c$ に設定する。アンテナの指向性に依存した位相特性があるときには、所望波や不要波の送信アンテナからの放射角および対応する受信アンテナへの入射角に依存した位相特性の分を修正する。

【 0 0 1 8 】

前述の第1条件を行列要素を規定する考え方に置き換えると、伝達特性を規定する行列の所望波の各要素が実数項のみで表わされ、不要波の各要素が虚数項のみで表わし得るようにパス差が設定されると言うことになる。復調処理と伝達特性補正部における受信側で

10

20

30

40

50

のMIMO処理で規定する考え方に置き換えると、まず、複数の受信アンテナで受信したそれぞれの受信信号について直交検波により復調を行なう。さらに、伝達特性補正では、複数の受信アンテナのそれぞれの系統について、直交検波により復調された復調信号の内の所望信号の成分については実数項に関する補正演算のみを行ない、所望信号の成分に対して直交する不要信号と対応する成分については虚数項に関する補正演算のみを行ない、所望信号に対する実数項に関する補正済みの信号と他の受信アンテナの系統についての不要信号の成分についての虚数項に関する補正済みの信号を加算することで送信対象信号と対応する出力信号を取得するということになる。

【0019】

前述の第2条件を行列要素を規定する考え方に置き換えると、伝達特性を規定する行列の所望波の各要素が実数項のみで表わされ、不要波の各要素も実数項のみで表わし得るようにパス差が設定されるということになる。復調処理と伝達特性補正部における受信側のMIMO処理とで規定する考え方に置き換えると、まず、複数の受信アンテナで受信したそれぞれの受信信号について同期検波（直交検波は行なわない）により復調を行なう。さらに、伝達特性補正では、複数の受信アンテナのそれぞれの系統について、同期検波により復調された復調成分について、所望信号と対応する実数項に関する補正演算と不要信号と対応する実数項に関する補正演算を行ない、所望信号と対応する実数項に関する補正済みの信号と他の受信アンテナの系統についての不要信号と対応する実数項に関する補正済みの信号を加算することで送信対象信号と対応する出力信号を取得するということになる。

【0020】

また、受信側での復調処理も勘案した場合は、次の3つの態様の何れかを探るのが好ましい。第1の手法は、前述の第1条件を適用するとともに、一部の系統は振幅のみを変調する方式を採用し、残りの系統は振幅のみを変調する方式以外の方式を採用する。受信側では、伝送対象信号ごとに注入同期方式を適用する手法と、振幅のみを変調する方式の1系統でのみ注入同期方式を適用し、残りの系統は注入同期方式を採用している系統で生成された復調用の搬送信号に基づき復調処理を行なう手法の何れかを探るのがよい。

【0021】

第2の手法は、前述の第2条件を適用するとともに、一部の系統は振幅のみを変調する方式を採用し、残りの系統は振幅のみを変調する方式以外の方式を採用する。受信側では、伝送対象信号ごとに注入同期方式を適用する手法と、振幅のみを変調する方式の系統でのみ注入同期方式を適用し、残りの系統は注入同期方式を採用している系統で生成された復調用の搬送信号に基づき復調処理を行なう手法の何れかを探るのがよい。

【0022】

第3の手法は、前述の第2条件を適用するとともに、全系統を振幅のみを変調する方式を採用する。受信側では、伝送対象信号ごとに注入同期方式を適用する手法と、何れかの系統（全系統数より少ない範囲で：最適は1系統のみ）で注入同期方式を適用し、残りの系統は注入同期方式を採用している系統で生成された復調用の搬送信号に基づき復調処理を行なう手法の何れかを探るのがよい。

【0023】

因みに、注入同期方式を採用する場合、受信側においては、受信した信号を注入信号として使用して、変調用の搬送信号と同期した復調用の搬送信号を生成し、その復調用の搬送信号を使って周波数変換（ダウンコンバート）する。

【0024】

送信側で周波数変換（アップコンバート）により得られる変調信号のみを送出し、その変調信号を受信して復調用の搬送信号を生成するための注入信号として使用してもよいが、好ましくは、変調信号と合わせて変調に用いた基準搬送信号も送出するようにし、受信側では、受信した基準搬送信号に注入同期させるのがよい。

【0025】

注入同期方式を採用する仕組みでは、アップコンバートに使用される変調用の搬送信号

10

20

30

40

50

と、ダウンコンバートに使用される復調用の搬送信号とが確実に同期した状態となる。よって、変調用の搬送信号の周波数の安定度を緩和して無線による信号伝送を行なっても伝送対象信号を適切に復調できる。ダウンコンバートでは、同期検波の適用が容易であり、同期検波を直交検波に発展使用することで、振幅変調だけでなく位相変調や周波数変調を適用できる。このことは、たとえば変調信号を直交化するなどして、データ伝送レートを上げられることを意味する。

【発明の効果】

【0026】

本発明の一態様によれば、OFDM変調方式と併用することなく、受信側にてMIMO処理を適用する、機器間や機器内の無線信号伝送に適した仕組みが実現される。受信側にMIMO処理を適用することで、アンテナ間隔を狭くできる。

10

【0027】

所望波および不要波の双方を直接波として扱うことで、所望波と不要波に関するパス差を管理できるようになり、受信側でのMIMO処理に都合の良いようにアンテナ配置を決めることができるようになる。その結果、本発明を適用しない場合と比較して、MIMO処理の演算規模を削減できるようになる。

【0028】

好ましくは、搬送信号の周波数を共通化すると各チャネルで搬送周波数の影響が確実に同じになるため、ベースバンド領域でのMIMO処理を確実にかつ効率的に行なうことができる。加えて、各チャネルの搬送周波数を異ならせる場合と比較して変調や復調の回路規模を小さくできる。

20

【図面の簡単な説明】

【0029】

【図1】本実施形態の無線伝送システムの信号インタフェースを機能構成面から説明する図である。

【図1A】信号の多重化を説明する図である。

【図2】本実施形態で採用する「空間分割多重」の適正条件（適用条件）を説明する図である。

【図2A】「空間分割多重」を適用するためのミリ波信号伝送路の構造の概要を示したイメージ図である。

30

【図3】通信処理システムにおける変調機能部および復調機能部の第1例を説明する図である。

【図4】送信側に設けられる変調機能部とその周辺回路で構成される送信側信号生成部の第2例を説明する図である。

【図5】受信側に設けられる第2例の復調機能部とその周辺回路で構成される受信側信号生成部の構成例を説明する図である。

【図5A】注入同期の位相関係を説明する図である。

【図6】多チャネル化と空間分割多重との関係を説明する図である。

【図6A】多チャネル化と空間分割多重との関係において、干渉対策の緩和を図る基本的な仕組みを説明する図である。

40

【図7】多チャネル化と注入同期との関係において、回路規模低減を図る基本的な仕組みを説明する図である。

【図8】ASK方式において、搬送信号と基準搬送信号が同一周波数で同一位相の場合の振幅変調信号を説明する図である。

【図8A】ASK方式とPSK方式の送信電力の関係を説明する図である。

【図8B】多重伝送を行なう場合における送信電力低減を図る基本的な仕組みを示す図である。

【図9】受信側に適用するMIMO処理の演算を説明する図である。

【図9A】受信側に適用するMIMO処理の演算手法の基本を説明する図である。

【図10】2チャネルのときの受信側のMIMO処理の基本を説明する図である。

50

【図 1 0 A】2 チャネルにおけるパス差とチャネル行列の関係を説明する図である。

【図 1 1】2 チャネルの場合のアンテナ配置の制約条件の第 1 例を説明する図である。

【図 1 1 A】2 チャネルの場合のアンテナ配置の制約条件の第 2 例を説明する図である。

【図 1 1 B】アンテナが指向性に依存した位相特性を持つ場合のパス差 d の調整方法を説明する図である。

【図 1 2】アンテナ対が 3 つ以上の場合への MIMO 処理の適用手法を説明する図 (その 1) である。

【図 1 2 A】アンテナ対が 3 つ以上の場合への MIMO 処理の適用手法を説明する図 (その 2) である。

【図 1 2 B】送受信のアンテナが 3 次元状に配置される場合への適用手法を説明する図である。 10

【図 1 2 C】受信側の MIMO 処理をデジタル処理で行なう場合の基本的な構成を説明する図である。

【図 1 3】第 1 実施形態 (第 1 例) の受信 MIMO システムを説明する図である。

【図 1 3 A】第 1 実施形態 (第 2 例) の受信 MIMO システムを説明する図である。

【図 1 3 B】第 1 実施形態 (第 3 例) の受信 MIMO システムを説明する図である。

【図 1 4】第 2 実施形態 (第 1 例) の受信 MIMO システムを説明する図である。

【図 1 4 A】第 2 実施形態 (第 2 例) の受信 MIMO システムを説明する図である。

【図 1 4 B】第 2 実施形態 (第 3 例) の受信 MIMO システムを説明する図である。

【図 1 5】第 3 実施形態 (第 1 例) の受信 MIMO システムを説明する図である。 20

【図 1 5 A】第 3 実施形態 (第 2 例) の受信 MIMO システムを説明する図である。

【発明を実施するための形態】

【 0 0 3 0 】

以下、図面を参照して本発明の実施形態について詳細に説明する。各機能要素について実施形態別に区別する際には、A, B, C, ... などのように大文字の英語の参照子を付して記載し、特に区別しないで説明する際にはこの参照子を割愛して記載する。図面においても同様である。

【 0 0 3 1 】

なお、説明は以下の順序で行なう。

1. 通信処理系統：基本 (空間分割多重) 30
2. 空間分割多重の適用手法
3. 変調および復調：第 1 例 (自乗検波・包絡線検波の適用)
4. 変調および復調：第 2 例 (注入同期方式の適用)
5. 多チャネル化と空間分割多重との関係
6. 多チャネル化と注入同期との関係
7. 多チャネル化と必要送信電力との関係
8. 受信側に適用する MIMO 処理の概要：演算処理、搬送周波数との関係、アンテナ配置との関係、指向性との関係、3 チャネル以上への適用、3 次元配置への適用、デジタル処理
9. 受信 MIMO システム：第 1 実施形態 40
10. 受信 MIMO システム：第 2 実施形態
11. 受信 MIMO システム：第 3 実施形態

【 0 0 3 2 】

先ず、本実施形態の無線伝送システムを説明するに当たり、その仕組みの理解の容易化のため、最初に基本的な全体構成について説明し、その後、本実施形態の無線伝送システムにおける特徴部分である受信側に適用する MIMO 処理の詳細について説明する。

【 0 0 3 3 】

< 通信処理系統：基本 >

図 1 ~ 図 1 A は、本実施形態の無線伝送システムを説明する図である。ここで、図 1 は、本実施形態の無線伝送システム 1 Y の信号インタフェースを機能構成面から説明する図 50

である。図1Aは、信号の多重化を説明する図である。

【0034】

本実施形態の無線伝送システムで使用する搬送周波数としてはミリ波帯で説明するが、本実施形態の仕組みは、ミリ波帯に限らず、より波長の短い、たとえばサブミリ波帯の搬送周波数を使用する場合にも適用可能である。本実施形態の無線伝送システムは、たとえば、デジタル記録再生装置、地上波テレビ受像装置、携帯電話装置、ゲーム装置、コンピュータなどにおいて使用される。

【0035】

[機能構成]

図1に示すように、無線伝送システム1Yは、第1の無線機器の一例である第1通信装置100Yと第2の無線機器の一例である第2通信装置200Yが無線信号伝送路の一例であるミリ波信号伝送路9を介して結合されミリ波帯で信号伝送を行なうように構成されている。ミリ波信号伝送路9は、無線信号伝送路の一例である。伝送対象の信号を広帯域伝送に適したミリ波帯域に周波数変換して伝送するようにする。

10

【0036】

本実施形態の無線伝送システム1Yは、複数組の伝送路結合部108, 208の対を用いることで、複数系統のミリ波信号伝送路9を備える点に特徴を有する。複数系統のミリ波信号伝送路9は、空間的に干渉しない(干渉の影響がない)ように設置され、複数系統の信号伝送において、同一周波数や同一時間に通信を行なうことができるものとする。

【0037】

「空間的に干渉しない」ということは、複数系統の信号を独立して伝送できることを意味する。このような仕組みを「空間分割多重」と称する。伝送チャネルの多チャンネル化を図る際に、空間分割多重を適用しない場合は周波数分割多重を適用して各チャネルでは異なる搬送周波数を使用することが必要になるが、空間分割多重を適用すれば、同一の搬送周波数でも干渉の影響を受けずに伝送できるようになる。

20

【0038】

「空間分割多重」とは、ミリ波信号(電磁波)を伝送可能な3次元空間において、複数系統のミリ波信号伝送路9を形成するものであればよく、自由空間中に複数系統のミリ波信号伝送路9を構成することに限定されない。たとえば、ミリ波信号(電磁波)を伝送可能な3次元空間が誘電体素材(有体物)から構成されている場合に、その誘電体素材中に複数系統のミリ波信号伝送路9を形成するものでもよい。また、複数系統のミリ波信号伝送路9のそれぞれも、自由空間であることに限定されず、誘電体伝送路や中空導波路などの形態を採ってよい。

30

【0039】

第1の通信部(第1のミリ波伝送装置)と第2の通信部(第2のミリ波伝送装置)で、無線伝送装置(システム)を構成する。そして、比較的近距离に配置された第1の通信部と第2の通信部の間では、伝送対象の信号をミリ波信号に変換してから、このミリ波信号をミリ波信号伝送路を介して伝送するようにする。本実施形態の「無線伝送」とは、伝送対象の信号を電気配線ではなく無線(この例ではミリ波)で伝送することを意味する。

【0040】

「比較的近距离」とは、放送や一般的な無線通信で使用される野外(屋外)での通信装置間の距離に比べて距離が短いことを意味し、伝送範囲が閉じられた空間として実質的に特定できる程度のものであればよい。「閉じられた空間」とは、その空間内部から外部への電波の漏れが少なく、逆に、外部から空間内部への電波の到来(侵入)が少ない状態の空間を意味し、典型的にはその空間全体が電波に対して遮蔽効果を持つ筐体(ケース)で囲まれた状態である。

40

【0041】

たとえば、1つの電子機器の筐体内での基板間通信や同一基板上でのチップ間通信や、一方の電子機器に他方の電子機器が装着された状態のように複数の電子機器が一体となった状態での機器間の通信が該当する。

50

【 0 0 4 2 】

「一体」は、装着によって両電子機器が完全に接触した状態が典型例であるが、前述のように、両電子機器間の伝送範囲が閉じられた空間として実質的に特定できる程度のものであればよい。両電子機器が多少（比較的近距離：たとえば数センチ～10数センチ以内）離れた状態で定められた位置に配置されていて「実質的に」一体と見なせる場合も含む。要は、両電子機器で構成される電波が伝搬し得る空間内部から外部への電波の漏れが少なく、逆に、外部からその空間内部への電波の到来（侵入）が少ない状態であればよい。

【 0 0 4 3 】

以下では、1つの電子機器の筐体内での信号伝送を筐体内信号伝送と称し、複数の電子機器が一体（以下、「実質的に一体」も含む）となった状態での信号伝送を機器間信号伝送と称する。筐体内信号伝送の場合は、送信側の通信装置（通信部：送信部）と受信側の通信装置（通信部：受信部）が同一筐体内に収容され、通信部（送信部と受信部）間に無線信号伝送路が形成された本実施形態の無線伝送システムが電子機器そのものとなる。これに対して、機器間信号伝送の場合、送信側の通信装置（通信部：送信部）と受信側の通信装置（通信部：受信部）がそれぞれ異なる電子機器の筐体内に収容され、両電子機器が定められた位置に配置され一体となったときに両電子機器内の通信部（送信部と受信部）間に無線信号伝送路が形成されて本実施形態の無線伝送システムが構築される。

10

【 0 0 4 4 】

ミリ波信号伝送路を挟んで設けられる各通信装置においては、送信部と受信部が対となって組み合わされて配置される。一方の通信装置と他方の通信装置との間の信号伝送は片方向（一方向）のものでよいし双方向のものでよい。たとえば、第1の通信部が送信側となり第2の通信部が受信側となる場合には、第1の通信部に送信部が配置され第2の通信部に受信部が配置される。第2の通信部が送信側となり第1の通信部が受信側となる場合には、第2の通信部に送信部が配置され第1の通信部に受信部が配置される。

20

【 0 0 4 5 】

送信部は、たとえば、伝送対象の信号を信号処理してミリ波の信号を生成する送信側の信号生成部（伝送対象の電気信号をミリ波の信号に変換する信号変換部）と、ミリ波の信号を伝送する伝送路（ミリ波信号伝送路）に送信側の信号生成部で生成されたミリ波の信号を結合させる送信側の信号結合部を備えるものとする。好ましくは、送信側の信号生成部は、伝送対象の信号を生成する機能部と一体であるのがよい。

30

【 0 0 4 6 】

たとえば、送信側の信号生成部は変調回路を有し、変調回路が伝送対象の信号を変調する。送信側の信号生成部は変調回路によって変調された後の信号を周波数変換してミリ波の信号を生成する。原理的には、伝送対象の信号をダイレクトにミリ波の信号に変換することも考えられる。送信側の信号結合部は、送信側の信号生成部によって生成されたミリ波の信号をミリ波信号伝送路に供給する。

【 0 0 4 7 】

一方、受信部は、たとえば、ミリ波信号伝送路を介して伝送されてきたミリ波の信号を受信する受信側の信号結合部と、受信側の信号結合部により受信されたミリ波の信号（入力信号）を信号処理して通常の電気信号（伝送対象の信号）を生成する受信側の信号生成部（ミリ波の信号を伝送対象の電気信号に変換する信号変換部）を備えるものとする。好ましくは、受信側の信号生成部は、伝送対象の信号を受け取る機能部と一体であるのがよい。たとえば、受信側の信号生成部は復調回路を有し、ミリ波の信号を周波数変換して出力信号を生成し、その後、復調回路が出力信号を復調することで伝送対象の信号を生成する。原理的には、ミリ波の信号からダイレクトに伝送対象の信号に変換することも考えられる。

40

【 0 0 4 8 】

つまり、信号インタフェースをとるに当たり、伝送対象の信号に関して、ミリ波信号により接点レスやケーブルレスで伝送する（電気配線での伝送でない）ようにする。好ましくは、少なくとも信号伝送（特に高速伝送や大容量伝送が要求される映像信号や高速のク

50

ロック信号など)に関しては、ミリ波信号により伝送するようにする。要するに、従前は電気配線によって行なわれていた信号伝送を本実施形態ではミリ波信号により行なうものである。ミリ波帯で信号伝送を行なうことで、Gbpsオーダーの高速信号伝送を実現することができるようになるし、ミリ波信号の及ぶ範囲を容易に制限でき、この性質に起因する効果も得られる。

【0049】

ここで、各信号結合部は、第1の通信部と第2の通信部がミリ波信号伝送路を介してミリ波の信号が伝送可能となるようにするものであればよい。たとえばアンテナ構造(アンテナ結合部)を備えるものとしてもよいし、アンテナ構造を具備せずに結合をとるものであってもよい。

10

【0050】

「ミリ波の信号を伝送するミリ波信号伝送路」は、空気(いわゆる自由空間)であってもよいが、好ましくは、ミリ波信号を伝送路中に閉じ込めつつミリ波信号を伝送させる構造を持つものがよい。その性質を積極的に利用することで、たとえば電気配線のようにミリ波信号伝送路の引回しを任意に確定することができる。

【0051】

このようなミリ波閉込め構造(無線信号閉込め構造)のものとしては、たとえば、典型的にはいわゆる導波管が考えられるが、これに限らない。たとえば、ミリ波信号伝送可能な誘電体素材で構成されたもの(誘電体伝送路やミリ波誘電体内伝送路と称する)や、伝送路を構成し、かつ、ミリ波信号の外部放射を抑える遮蔽材が伝送路を囲むように設けられその遮蔽材の内部が中空の中空導波路がよい。誘電体素材や遮蔽材に柔軟性を持たせることでミリ波信号伝送路の引回しが可能となる。

20

【0052】

因みに、空気(いわゆる自由空間)の場合、各信号結合部はアンテナ構造をとることになり、そのアンテナ構造によって近距離の空間中を信号伝送することになる。一方、誘電体素材で構成されたものとする場合は、アンテナ構造をとることもできるが、そのことは必須でない。

【0053】

[空間分割多重を適用するシステム構成]

図1には、本実施形態の無線伝送システム1Yが示されている。前述の空間分割多重に関する基本的な説明から理解されるように、本実施形態の無線伝送システム1Yは、第1通信装置100Yと第2通信装置200Yとの間に、複数系統のミリ波信号伝送路9を備えている。

30

【0054】

ここでは、第1通信装置100Yから第2通信装置200Yへは複数種の信号 $_@$ ($_@$ は $1 \sim N1$)を伝送し、第2通信装置200Yから第1通信装置100Yへも複数種の信号 $_@$ ($_@$ は $1 \sim N2$)を伝送するものとして記載している。

【0055】

詳しくは後述するが、半導体チップ103には送信側信号生成部110と受信側信号生成部120が設けられ、半導体チップ203には送信側信号生成部210と受信側信号生成部220が設けられる。図では便宜的に記載しているが、空間分割多重を実現するため、送信側信号生成部110および受信側信号生成部220は $N1$ 系統分が設けられ、送信側信号生成部210および受信側信号生成部120は $N2$ 系統分が設けられる。

40

【0056】

空間分割多重では、同一周波数帯域を同一時間に使用することができるため、通信速度を増加できるし、また、第1通信装置100Yから第2通信装置200Yへの $N1$ チャンネル分の信号伝送と、第2通信装置200Yから第1通信装置100Yへの $N2$ チャンネル分の信号伝送を同時に行なう双方向通信の同時性を担保できる。特に、ミリ波は、波長が短く距離による減衰効果を期待でき、小さいオフセット(伝送チャンネルの空間距離が小さい場合)でも干渉が起き難く、場所により異なった伝搬チャンネルを実現し易い。

50

【 0 0 5 7 】

図 1 に示すように、本実施形態の無線伝送システム 1 Y は、ミリ波伝送端子、ミリ波伝送線路、アンテナなどを具備する伝送路結合部 1 0 8 , 2 0 8 を「N 1 + N 2」系統有するとともに、ミリ波信号伝送路 9 を「N 1 + N 2」系統有する。それぞれには、参照子“_@” (@ は 1 ~ N 1 + N 2) を付す。これにより、送受信に対するミリ波伝送を独立して行なう全二重の伝送方式が実現できる。

【 0 0 5 8 】

先ず、本実施形態の無線伝送システム 1 Y が備える機能部分について具体的に説明する。なお、最も好適な例として、各機能部が半導体集積回路 (チップ) に形成されている例で説明するが、このことは必須でない。

【 0 0 5 9 】

第 1 通信装置 1 0 0 Y にはミリ波帯通信可能な半導体チップ 1 0 3 が設けられ、第 2 通信装置 2 0 0 Y にもミリ波帯通信可能な半導体チップ 2 0 3 が設けられている。

【 0 0 6 0 】

ここでは、ミリ波帯での通信の対象となる信号を、高速性や大容量性が求められる信号のみとし、その他の低速・小容量で十分なものや電源など直流と見なせる信号に関してはミリ波信号への変換対象としない。これらミリ波信号への変換対象としない信号 (電源を含む) については、従前と同様の仕組みで基板間の信号の接続をとるようにする。ミリ波に変換する前の元の伝送対象の電気信号を纏めてベースバンド信号と称する。

【 0 0 6 1 】

[第 1 通信装置]

第 1 通信装置 1 0 0 Y は、基板 1 0 2 上に、ミリ波帯通信可能な半導体チップ 1 0 3 と伝送路結合部 1 0 8 が搭載されている。半導体チップ 1 0 3 は、L S I 機能部 1 0 4 と信号生成部 1 0 7 (ミリ波信号生成部) を一体化したシステム L S I (Large Scale Integrated Circuit) である。図示しないが、L S I 機能部 1 0 4 と信号生成部 1 0 7 を一体化しない構成にしてもよい。別体にした場合には、その間の信号伝送に関しては、電気配線により信号を伝送することに起因する問題が懸念されるので、一体的に作り込んだ方が好ましい。別体にする場合には、2 つのチップ (L S I 機能部 1 0 4 と信号生成部 1 0 7 との間) を近距離に配置して、ワイヤーボンディング長を極力短く配線することで悪影響を低減するようにすることが好ましい。

【 0 0 6 2 】

信号生成部 1 0 7 と伝送路結合部 1 0 8 はデータの双方向性を持つ構成にする。このため、信号生成部 1 0 7 には送信側の信号生成部と受信側の信号生成部を設ける。伝送路結合部 1 0 8 は、送信側と受信側に各別に設けてもよいが、ここでは送受信に兼用されるものとする。

【 0 0 6 3 】

「双方向通信」の実現には、ミリ波の伝送チャネルであるミリ波信号伝送路 9 が 1 系統 (一芯) の一芯双方向伝送の場合、時分割多重 (T D D : Time Division Duplex) を適用する半二重方式と、周波数分割多重 (F D D : Frequency Division Duplex) などが適用される。

【 0 0 6 4 】

しかし、時分割多重の場合、送信と受信の分離を時分割で行なうので、第 1 通信装置 1 0 0 Y から第 2 通信装置 2 0 0 Y への信号伝送と第 2 通信装置 2 0 0 Y から第 1 通信装置 1 0 0 Y への信号伝送を同時に行なう「双方向通信の同時性 (一芯同時双方向伝送)」は実現されず、一芯同時双方向伝送は、周波数分割多重で実現される。

【 0 0 6 5 】

周波数分割多重は、図 1 A (1) に示すように、送信と受信に異なった周波数を用いるので、ミリ波信号伝送路 9 の伝送帯域幅を広くする必要がある。加えて、周波数分割多重で多重伝送 (多チャンネル化) を実現するには、図 1 A (2) に示すように、各別の搬送周波数で変調してそれぞれ異なる周波数帯域 F_@ の範囲の周波数に変換してミリ波の信号を

10

20

30

40

50

生成し、それら各別の搬送周波数を用いたミリ波信号を同一方向または逆方向に伝送する必要がある。この場合に、送信（図の例では送信側信号生成部 1 1 0 側から受信側信号生成部 2 2 0 への系統）と受信（図の例では送信側信号生成部 2 1 0 側から受信側信号生成部 1 2 0 への系統）に異なった周波数を用いる場合は、図 1 A (3) , 図 1 A (4) に示すように、伝送帯域幅を一層広くする必要がある。

【 0 0 6 6 】

その点、空間分割多重を適用すれば、図 1 A (5) に示すように、双方向通信の実現だけでなく、多重伝送（多チャンネル化）の実現においても、各チャンネルに同一周波数帯を適用できるので、伝送帯域幅の制約を受けない利点がある。

【 0 0 6 7 】

半導体チップ 1 0 3 は、直接に基板 1 0 2 上に搭載するのではなく、インターポーザ基板上に半導体チップ 1 0 3 を搭載し、半導体チップ 1 0 3 を樹脂（たとえばエポキシ樹脂など）でモールドした半導体パッケージを基板 1 0 2 上に搭載するようにしてもよい。すなわち、インターポーザ基板はチップ実装用の基板をなし、インターポーザ基板上に半導体チップ 1 0 3 が設けられる。インターポーザ基板には、一定範囲（2 ~ 1 0 程度）の比誘電率を有したたとえば熱強化樹脂と銅箔を組み合わせたシート部材を使用すればよい。

【 0 0 6 8 】

半導体チップ 1 0 3 は伝送路結合部 1 0 8 と接続される。伝送路結合部 1 0 8 は、たとえば、アンテナ結合部やアンテナ端子やマイクロストリップ線路やアンテナなどを具備するアンテナ構造が適用される。なお、アンテナをチップに直接に形成する技術を適用することで、伝送路結合部 1 0 8 も半導体チップ 1 0 3 に組み込むようにすることもできる。

【 0 0 6 9 】

L S I 機能部 1 0 4 は、第 1 通信装置 1 0 0 Y の主要なアプリケーション制御を司るので、たとえば、相手方に送信したい各種の信号を処理する回路や相手方から受信した種々の信号を処理する回路が含まれる。

【 0 0 7 0 】

信号生成部 1 0 7 （電気信号変換部）は、L S I 機能部 1 0 4 からの信号をミリ波信号に変換し、ミリ波信号伝送路 9 を介した信号伝送制御を行なう。

【 0 0 7 1 】

具体的には、信号生成部 1 0 7 は、送信側信号生成部 1 1 0 および受信側信号生成部 1 2 0 を有する。送信側信号生成部 1 1 0 と伝送路結合部 1 0 8 で送信部（送信側の通信部）が構成され、受信側信号生成部 1 2 0 と伝送路結合部 1 0 8 で受信部（受信側の通信部）が構成される。

【 0 0 7 2 】

送信側信号生成部 1 1 0 は、入力信号を信号処理してミリ波の信号を生成するために、パラレルシリアル変換部 1 1 4、変調部 1 1 5、周波数変換部 1 1 6、増幅部 1 1 7 を有する。なお、変調部 1 1 5 と周波数変換部 1 1 6 は纏めていわゆるダイレクトコンバージョン方式のものにしてもよい。

【 0 0 7 3 】

受信側信号生成部 1 2 0 は、伝送路結合部 1 0 8 によって受信したミリ波の電気信号を信号処理して出力信号を生成するために、増幅部 1 2 4、周波数変換部 1 2 5、復調部 1 2 6、シリアルパラレル変換部 1 2 7 を有する。周波数変換部 1 2 5 と復調部 1 2 6 は纏めていわゆるダイレクトコンバージョン方式のものにしてもよい。

【 0 0 7 4 】

パラレルシリアル変換部 1 1 4 とシリアルパラレル変換部 1 2 7 は、本構成を適用しない場合に、パラレル伝送用の複数の信号を使用するパラレルインタフェース仕様のものである場合に備えられ、シリアルインタフェース仕様のものである場合は不要である。

【 0 0 7 5 】

パラレルシリアル変換部 1 1 4 は、パラレルの信号をシリアルのデータ信号に変換して変調部 1 1 5 に供給する。変調部 1 1 5 は、伝送対象信号を変調して周波数変換部 1 1 6

10

20

30

40

50

に供給する。変調部 115 は、基本的には、振幅・周波数・位相の少なくとも 1 つを伝送対象信号で変調するものであればよく、これらの任意の組合せの方式も採用し得る。

【0076】

たとえば、アナログ変調方式であれば、たとえば、振幅変調 (AM: Amplitude Modulation) とベクトル変調がある。ベクトル変調として、周波数変調 (FM: Frequency Modulation) と位相変調 (PM: Phase Modulation) がある。デジタル変調方式であれば、たとえば、振幅遷移変調 (ASK: Amplitude shift keying)、周波数遷移変調 (FSK: Frequency Shift Keying)、位相遷移変調 (PSK: Phase Shift Keying)、振幅と位相を変調する振幅位相変調 (APSK: Amplitude Phase Shift Keying) がある。振幅位相変調としては直交振幅変調 (QAM: Quadrature Amplitude Modulation) が代表的である。

10

【0077】

周波数変換部 116 は、変調部 115 によって変調された後の伝送対象信号を周波数変換してミリ波の電気信号を生成して増幅部 117 に供給する。ミリ波の電気信号とは、概ね 30 GHz ~ 300 GHz の範囲のある周波数の電気信号をいう。「概ね」と称したのはミリ波通信による効果が得られる程度の周波数であればよく、下限は 30 GHz に限定されず、上限は 300 GHz に限定されないことに基づく。

【0078】

周波数変換部 116 としては様々な回路構成を採り得るが、たとえば、周波数混合回路 (ミキサ回路) と局部発振回路とを備えた構成を採用すればよい。局部発振回路は、変調に用いる搬送波 (キャリア信号、基準搬送波) を生成する。周波数混合回路は、パラレルシリアル変換部 114 からの信号で局部発振回路が発生するミリ波帯の搬送波と乗算 (変調) してミリ波帯の変調信号を生成して増幅部 117 に供給する。

20

【0079】

増幅部 117 は、周波数変換後のミリ波の電気信号を増幅して伝送路結合部 108 に供給する。増幅部 117 には図示しないアンテナ端子を介して双方向の伝送路結合部 108 に接続される。

【0080】

伝送路結合部 108 は、送信側信号生成部 110 によって生成されたミリ波の信号をミリ波信号伝送路 9 に送信するとともに、ミリ波信号伝送路 9 からミリ波の信号を受信して受信側信号生成部 120 に出力する。

30

【0081】

伝送路結合部 108 は、アンテナ結合部で構成される。アンテナ結合部は伝送路結合部 108 (信号結合部) の一例またはその一部を構成する。アンテナ結合部とは、狭義的には半導体チップ内の電子回路と、チップ内またはチップ外に配置されるアンテナを結合する部分をいい、広義的には、半導体チップとミリ波信号伝送路 9 を信号結合する部分をいう。たとえば、アンテナ結合部は、少なくともアンテナ構造を備える。また、時分割多重で送受信を行なう場合には、伝送路結合部 108 にアンテナ切替部 (アンテナ共用器) を設ける。

【0082】

40

アンテナ構造は、ミリ波信号伝送路 9 との結合部における構造をいい、ミリ波帯の電気信号をミリ波信号伝送路 9 に結合させるものであればよく、アンテナそのもののみを意味するものではない。たとえば、アンテナ構造には、アンテナ端子、マイクロストリップ線路、アンテナを含み構成される。アンテナ切替部を同一のチップ内に形成する場合は、アンテナ切替部を除いたアンテナ端子とマイクロストリップ線路が伝送路結合部 108 を構成するようになる。

【0083】

送信側のアンテナはミリ波の信号に基づく電磁波をミリ波信号伝送路 9 に輻射する。また、受信側のアンテナはミリ波の信号に基づく電磁波をミリ波信号伝送路 9 から受信する。マイクロストリップ線路は、アンテナ端子とアンテナとの間を接続し、送信側のミリ波

50

の信号をアンテナ端子からアンテナへ伝送し、また、受信側のミリ波の信号をアンテナからアンテナ端子へ伝送する。

【0084】

アンテナ切替部はアンテナを送受信で共用する場合に用いられる。たとえば、ミリ波の信号を相手方である第2通信装置200Y側に送信するときは、アンテナ切替部がアンテナを送信側信号生成部110に接続する。また、相手方である第2通信装置200Y側からのミリ波の信号を受信するときは、アンテナ切替部がアンテナを受信側信号生成部120に接続する。アンテナ切替部は半導体チップ103と別にして基板102上に設けているが、これに限られることはなく、半導体チップ103内に設けてもよい。送信用と受信用のアンテナを別々に設ける場合はアンテナ切替部を省略できる。

10

【0085】

伝送路結合部108には受信側信号生成部120が接続される。受信側信号生成部120は、伝送路結合部108によって受信したミリ波の電気信号を信号処理して出力信号を生成するために、増幅部124、周波数変換部125、復調部126、シリアルパラレル変換部127、単一化处理部128を有する。なお、周波数変換部125と復調部126は纏めていわゆるダイレクトコンバージョン方式のものにしてもよい。

【0086】

受信側の増幅部124は、伝送路結合部108に接続され、アンテナによって受信された後のミリ波の電気信号を増幅して周波数変換部125に供給する。周波数変換部125は、増幅後のミリ波の電気信号を周波数変換して周波数変換後の信号を復調部126に供給する。復調部126は、周波数変換後の信号を復調してベースバンドの信号を取得しシリアルパラレル変換部127に供給する。

20

【0087】

シリアルパラレル変換部127は、シリアルの受信データをパラレルの出力データに変換してLSI機能部104に供給する。

【0088】

このように半導体チップ103を構成すると、入力信号をパラレルシリアル変換して半導体チップ203側へ伝送し、また半導体チップ203側からの受信信号をシリアルパラレル変換することにより、ミリ波変換対象の信号数が削減される。

【0089】

第1通信装置100Yと第2通信装置200Yの間の元々の信号伝送がシリアル形式の場合には、パラレルシリアル変換部114およびシリアルパラレル変換部127を設けなくてもよい。

30

【0090】

また、本実施形態の無線伝送システム1Yの特徴として、第1通信装置100Yにおいて、受信側信号生成部120には、N1系統の全てに共有されるMIMO処理部603が、復調部126とシリアルパラレル変換部127との間に設けられている。同様に、第2通信装置200Yにおいて、受信側信号生成部220には、N2系統の全てに共有されるMIMO処理部604が、復調部226とシリアルパラレル変換部227との間に設けられている。MIMO処理部603、604の詳細については後述する。

40

【0091】

ここでは、基本的な構成について説明しているが、これは一例に過ぎず、送信側信号生成部110、受信側信号生成部120、送信側信号生成部210、受信側信号生成部220を半導体チップ103、203に収容する形態は図示したものに限定されない。たとえば、送信側信号生成部110と受信側信号生成部120をそれぞれ1系統収容した信号生成部107のみの半導体チップ103と、送信側信号生成部210と受信側信号生成部220をそれぞれ1系統収容した信号生成部207のみの半導体チップを使用してシステムを構成してもよい。また、送信側信号生成部110、受信側信号生成部120、送信側信号生成部210、受信側信号生成部220をそれぞれ各別の半導体チップ103、203に収容してシステムを構成してもよい。それらの変形によっては、 $N1 = N2 = N$ として

50

システムを構成することもある。

【0092】

また、半導体チップ103, 203に收容する機能部を如何様にするかは、第1通信装置100Y側と第2通信装置200Y側を対にして行なう必要はなく、任意の組合せにしてもよい。たとえば、第1通信装置100Y側は送信側のN1系統分と受信側のN2系統分を1チップに收容した形態を採るが、第2通信装置200Y側は、送信側信号生成部210、受信側信号生成部220をそれぞれ各別の半導体チップ203に收容したものと

【0093】

因みに、本実施形態では、各系統の復調部126とシリアルパラレル変換部127の間に全系統に共有のMIMO処理部603を設け、各系統の復調部226とシリアルパラレル変換部227の間に全系統に共有のMIMO処理部604を設けるので、受信系に関してはN1系統分やN2系統分を1チップ化したものを使用するのが好適である。受信系に関して、系統別のチップを使用することを排除するものではないが、その場合、各系統別の受信系のチップとMIMO処理部603, 604を收容したチップ(受信系の何れか1つのチップに收容してもよい)との間で、復調部126とシリアルパラレル変換部127または復調部226とシリアルパラレル変換部227の間に、MIMO処理部603, 604を介在させるためのチップ外配線が必要になる。

【0094】

一方、送信系に関しては、そのような制約はないので、複数系統を1チップ化したものであるのか系統別のチップであるのかは基本的には問題とならない。ただし、好ましくは、各チャンネルの搬送信号の周波数を共通化(同一に)する上では、複数系統を1チップ化したものとするのがよい。

【0095】

各系統の搬送周波数は同一でもよいし異なってもよい。たとえば、誘電体伝送路や中空導波路の場合はミリ波が内部に閉じこめられるのでミリ波干渉を防ぐことができ、同一周波数でも全く問題ない。自由空間伝送路の場合は、自由空間伝送路同士がある程度隔てられていれば同一でも問題ないが、近距離の場合には異なっていた方がよい。ただし、受信側でのMIMO処理を効果的に行なうためや復調機能部の回路規模を小さくする上では、ミリ波信号伝送路9の形態に関わらず(自由空間伝送路であっても)、搬送周波数を共通化することが好ましい。

【0096】

たとえば、双方向通信を実現するには、空間分割多重の他に、時分割多重を行なう方式や周波数分割多重などが考えられる。1系統のミリ波信号伝送路9を有し、データ送受信を実現する方式として、時分割多重により送受信を切り替える半二重方式、周波数分割多重により送受信を同時に行なう全二重方式の何れかが採用される。

【0097】

ただし、時分割多重の場合は、送信と受信とを並行して行なうことができないという問題がある。また、図1A(1)~(3)に示したように、周波数分割多重の場合は、ミリ波信号伝送路9の帯域幅を広くしなければならないという問題がある。

【0098】

これに対し、空間分割多重を適用する本実施形態の無線伝送システム1Yでは、複数の信号伝送系統(複数チャンネル)において、搬送周波数の設定を同一にでき、搬送周波数の再利用(複数チャンネルで同一周波数を使用すること)が容易になる。ミリ波信号伝送路9の帯域幅を広くしなくても信号の送受信を同時に実現できる。同方向に複数の伝送チャンネルを使用して、同一周波数帯域を同一時間に使用すると通信速度の増加が可能となる。

【0099】

N種(N=N1=N2)のベースバンド信号に対してミリ波信号伝送路9がN系統の場合に、双方向の送受信を行なうには、送受信に関して時分割多重や周波数分割多重を適用しなければならない。これに対して、空間分割多重の適用では、2N系統のミリ波信号伝

10

20

30

40

50

送路 9 を使用するので、双方向の送受信に関しても別系統のミリ波信号伝送路 9 を使用した（全て独立の伝送路を使用した）伝送を行なうことができる。つまり、ミリ波帯での通信の対象となる信号が送受信に N 種ある場合に、時分割多重、周波数分割多重、符号分割多重などの多重化処理を行なわなくても、それらを 2 N 系統の各別のミリ波信号伝送路 9 で伝送することができる。

【 0 1 0 0 】

[第 2 通信装置]

第 2 通信装置 2 0 0 Y は、概ね第 1 通信装置 1 0 0 Y と同様の機能構成を備える。各機能部には 2 0 0 番台の参照子を付し、第 1 通信装置 1 0 0 Y と同様・類似の機能部には第 1 通信装置 1 0 0 Y と同一の 1 0 番台および 1 番台の参照子を付す。送信側信号生成部 2 1 0 と伝送路結合部 2 0 8 で送信部が構成され、受信側信号生成部 2 2 0 と伝送路結合部 2 0 8 で受信部が構成される。

10

【 0 1 0 1 】

L S I 機能部 2 0 4 は、第 2 通信装置 2 0 0 Y の主要なアプリケーション制御を司るので、たとえば、相手方に送信したい各種の信号を処理する回路や相手方から受信した種々の信号を処理する回路が含まれる。

【 0 1 0 2 】

[接続と動作]

入力信号を周波数変換して信号伝送するという手法は、放送や無線通信で一般的に用いられている。これらの用途では、（ ）どこまで通信できるか（熱雑音に対しての S / N の問題）、（ ）反射やマルチパスにどう対応するか、（ ）妨害や他チャネルとの干渉をどう抑えるかなどの問題に対応できるような比較的複雑な送信器や受信器などが用いられている。これに対して、本構成で使用する信号生成部 1 0 7 , 2 0 7 は、放送や無線通信で一般的に用いられる複雑な送信器や受信器などの使用周波数に比べて、より高い周波数帯のミリ波帯で使用され、波長 が短いため、周波数の再利用がし易く、近傍で多くのデバイス間での通信をするのに適したものが使用される。

20

【 0 1 0 3 】

本構成では、従来の電気配線を利用した信号インタフェースとは異なり、前述のようにミリ波帯で信号伝送を行なうことで高速性と大容量に柔軟に対応できるようにしている。たとえば、高速性や大容量性が求められる信号のみをミリ波帯での通信の対象としており、システム構成によっては、通信装置 1 0 0 Y , 2 0 0 Y は、低速・小容量の信号用や電源供給用に、従前の電気配線によるインタフェース（端子・コネクタによる接続）を一部に備えることになる。

30

【 0 1 0 4 】

信号生成部 1 0 7 は、L S I 機能部 1 0 4 から入力された入力信号を信号処理してミリ波の信号を生成する。信号生成部 1 0 7 は、たとえば、マイクロストリップライン、ストリップライン、コプレーナライン、スロットラインなどの伝送線路で伝送路結合部 1 0 8 に接続され、生成されたミリ波の信号が伝送路結合部 1 0 8 を介してミリ波信号伝送路 9 に供給される。

【 0 1 0 5 】

伝送路結合部 1 0 8 は、アンテナ構造を有し、伝送されたミリ波の信号を電磁波に変換し、電磁波を送出する機能を有する。伝送路結合部 1 0 8 はミリ波信号伝送路 9 と結合されており、ミリ波信号伝送路 9 の一方の端部に伝送路結合部 1 0 8 で変換された電磁波が供給される。ミリ波信号伝送路 9 の他端には第 2 通信装置 2 0 0 Y 側の伝送路結合部 2 0 8 が結合されている。ミリ波信号伝送路 9 を第 1 通信装置 1 0 0 Y 側の伝送路結合部 1 0 8 と第 2 通信装置 2 0 0 Y 側の伝送路結合部 2 0 8 の間に設けることにより、ミリ波信号伝送路 9 にはミリ波帯の電磁波が伝搬するようになる。

40

【 0 1 0 6 】

ミリ波信号伝送路 9 には第 2 通信装置 2 0 0 Y 側の伝送路結合部 2 0 8 が結合されている。伝送路結合部 2 0 8 は、ミリ波信号伝送路 9 の他端に伝送された電磁波を受信し、ミ

50

り波の信号に変換して信号生成部 207 (ベースバンド信号生成部) に供給する。信号生成部 207 は、変換されたミリ波の信号を信号処理して出力信号 (ベースバンド信号) を生成し LSI 機能部 204 へ供給する。

【0107】

ここでは第1通信装置 100Y から第2通信装置 200Y への信号伝送の場合で説明したが、第2通信装置 200Y の LSI 機能部 204 からの信号を第1通信装置 100Y へ伝送する場合も同様に考えればよく双方向にミリ波の信号を伝送できる。

【0108】

ここで、基本構成の無線伝送システム 1Y との対比で、先ず、電気配線を介して信号伝送を行なう信号伝送システムでは、次のような問題がある。

【0109】

i) 伝送データの大容量・高速化が求められるが、電気配線の伝送速度・伝送容量には限界がある。

【0110】

ii) 伝送データの高速化の問題に対応するため、配線数を増やして、信号の並列化により一信号線当たりの伝送速度を落とすことが考えられる。しかしながら、この対処では、入出力端子の増大に繋がってしまう。その結果、プリント基板やケーブル配線の複雑化、コネクタ部や電氣的インタフェースの物理サイズの増大などが求められ、それらの形状が複雑化し、これらの信頼性が低下し、コストが増大するなどの問題が起こる。

【0111】

iii) 映画映像やコンピュータ画像等の情報量の膨大化に伴い、ベースバンド信号の帯域が広くなるに従って、EMC (電磁環境適合性) の問題がより顕在化してくる。たとえば、電気配線を用いた場合は、配線がアンテナとなって、アンテナの同調周波数に対応した信号が干渉される。また、配線のインピーダンスの不整合などによる反射や共振によるものも不要輻射の原因となる。このような問題に対策するために、電子機器の構成が複雑化する。

【0112】

iv) EMC の他に、反射があると受信側でシンボル間での干渉による伝送エラーや妨害の飛び込みによる伝送エラーも問題となってくる。

【0113】

これに対して、基本構成の無線伝送システム 1Y は、電気配線ではなくミリ波で信号伝送を行なうようにしている。LSI 機能部 104 から LSI 機能部 204 に対する信号は、ミリ波信号に変換され、ミリ波信号は伝送路結合部 108, 208 間をミリ波信号伝送路 9 を介して伝送する。

【0114】

無線伝送のため、配線形状やコネクタの位置を気にする必要がないため、レイアウトに対する制限があまり発生しない。ミリ波による信号伝送に置き換えた信号については配線や端子を割愛できるので、EMC の問題から解消される。一般に、通信装置 100Y, 200Y 内部で他にミリ波帯の周波数を使用している機能部は存在しないため、EMC の対策が容易に実現できる。

【0115】

第1通信装置 100Y と第2通信装置 200Y を近接した状態での無線伝送であり、固定位置間や既知の位置関係の信号伝送であるため、次のような利点を得られる。

【0116】

1) 送信側と受信側の間を伝搬チャネル (導波構造) を適正に設計することが容易である。

【0117】

2) 送信側と受信側を封止する伝送路結合部の誘電体構造と伝搬チャネル (ミリ波信号伝送路 9 の導波構造) を併せて設計することで、自由空間伝送より、信頼性の高い良好な伝送が可能になる。

10

20

30

40

50

【 0 1 1 8 】

3) 無線伝送を管理するコントローラ(本例ではLSI機能部104)の制御も一般の無線通信のように動的にアダプティブに頻繁に行なう必要はないため、制御によるオーバーヘッドを一般の無線通信に比べて小さくすることができる。その結果、小型、低消費電力、高速化が可能になる。

【 0 1 1 9 】

4) 製造時や設計時に無線伝送環境を校正し、個体のばらつきなどを把握すれば、そのデータを参照して伝送することでより高品位の通信が可能になる。

【 0 1 2 0 】

5) 反射が存在していても、固定の反射であるので、小さい等化器で容易にその影響を受信側で除去できる。等化器の設定も、プリセットや静的な制御で可能であり、実現が容易である。

【 0 1 2 1 】

また、波長の短いミリ波帯での無線通信であることで、次のような利点を得られる。

【 0 1 2 2 】

a) ミリ波通信は通信帯域を広く取れるため、データレートを大きくとることが簡単にできる。

【 0 1 2 3 】

b) 伝送に使う周波数が他のベースバンド信号処理の周波数から離すことができ、ミリ波とベースバンド信号の周波数の干渉が起こり難い。

【 0 1 2 4 】

c) ミリ波帯は波長が短いため、波長に応じてきまるアンテナや導波構造を小さくできる。加えて、距離減衰が大きく回折も少ないため電磁シールドが行ない易い。

【 0 1 2 5 】

d) 通常の外野での無線通信では、搬送波の安定度については、干渉などを防ぐため、厳しい規制がある。そのような安定度の高い搬送波を実現するためには、高い安定度の外部周波数基準部品と通倍回路やPLL(位相同期ループ回路)などが用いられ、回路規模が大きくなる。しかしながら、ミリ波は(特に固定位置間や既知の位置関係の信号伝送との併用時は)、容易に遮蔽でき、外部に漏れないようにできる。安定度を緩めた搬送波で伝送された信号を受信側で小さい回路で復調するには、注入同期方式(詳細は後述する)を採用するのが好適である。

【 0 1 2 6 】

本実施形態では、無線伝送システムの一例として、ミリ波帯で通信を行なうシステムを例示したが、その適用範囲はミリ波帯で通信を行なうものに限定されない。ミリ波帯を下回る周波数帯や、逆にミリ波帯を超える周波数帯での通信を適用してもよい。たとえばマイクロ波帯を適用してもよい。ただし、筐体内信号伝送や機器間信号伝送において、MIMO処理(逆行列演算処理)を採用するという点においては、各種部材の大きさと波長との関係において、過度に波長が長くも短くもないミリ波帯を使用するのが最も効果的であると考えられる。

【 0 1 2 7 】

<空間分割多重の適用手法>

図2は、本実施形態で採用する「空間分割多重」の適正条件(適用条件)を説明する図である。図2Aは、「空間分割多重」を適用するためのミリ波信号伝送路9の構造の概要を示した図(イメージ図)である。

【 0 1 2 8 】

[空間分割多重の適正条件]

図2には、空間分割多重を適用する場合の適正条件の設定の仕方が示されている。たとえば、図2(1)に示すように、自由空間の伝播損失Lは、距離をd、波長をλとして“ $L [dB] = 10 \log_{10} \left(\left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \dots (A) \right)$ ”で表すことができる。

【 0 1 2 9 】

10

20

30

40

50

図 2 に示すように、空間分割多重の通信を 2 種類考える。図では送信器を「TX」、受信器を「RX」で示している。参照子「_100」は第 1 通信装置 100 Y 側であり、参照子「_200」は第 2 通信装置 200 Y 側である。図 2 (2) は、第 1 通信装置 100 Y に、2 系統の送信器 TX_100_1, TX_100_2 を備え、第 2 通信装置 200 Y に、2 系統の受信器 RX_200_1, RX_200_2 を備える。つまり、第 1 通信装置 100 Y 側から第 2 通信装置 200 Y 側への信号伝送が送信器 TX_100_1 と受信器 RX_200_1 の間および送信器 TX_100_2 と受信器 RX_200_2 の間で行なわれる。つまり、第 1 通信装置 100 Y 側から第 2 通信装置 200 Y 側への信号伝送が 2 系統で行なわれる態様である。

【 0 1 3 0 】

一方、図 2 (3) は、第 1 通信装置 100 Y に、送信器 TX_100 と受信器 RX_100 を備え、第 2 通信装置 200 Y に、送信器 TX_200 と受信器 RX_200 を備える。つまり、第 1 通信装置 100 Y 側から第 2 通信装置 200 Y 側への信号伝送が送信器 TX_100 と受信器 RX_200 の間で行なわれ、第 2 通信装置 200 Y 側から第 1 通信装置 100 Y 側への信号伝送が送信器 TX_200 と受信器 RX_100 の間で行なわれる。送信用と受信用に別の通信チャネルを使用する考え方で、同時に双方からデータの送信 (TX) と受信 (RX) が可能な全二重通信 (Full Duplex) の態様である。

【 0 1 3 1 】

ここで、指向性のないアンテナを使用して、必要 DU [dB] (所望波と不要波の比) を得るために必要なアンテナ間距離 d_1 と空間的なチャネル間隔 (具体的には自由空間伝送路 9 B の離隔距離) d_2 の関係は、式 (A) より、 “ $d_2 / d_1 = 10^{(DU/20)} \dots (B)$ ” となる。

【 0 1 3 2 】

たとえば、DU = 20 dB の場合は、 $d_2 / d_1 = 10$ となり、 d_2 は d_1 の 10 倍必要となる。通常は、アンテナにある程度の指向性があるため、自由空間伝送路 9 B の場合であっても、 d_2 をもっと短く設定することができる。

【 0 1 3 3 】

たとえば、通信相手のアンテナとの距離が近ければ、各アンテナの送信電力は低く抑えることができる。送信電力が十分低く、アンテナ対 (チャネルとも称する) 同士が十分離れた位置に設置できれば、アンテナ対の間での干渉は十分低く抑えることができる。特に、ミリ波通信では、ミリ波の波長が短いため、距離減衰が大きく回折も少ないため、空間分割多重を実現し易い。たとえば、自由空間伝送路 9 B であっても、空間的なチャネル間隔 (自由空間伝送路 9 B の離隔距離) d_2 を、アンテナ間距離 d_1 の 10 倍よりも少なく設定することができる。

【 0 1 3 4 】

ミリ波閉込め構造を持つ誘電体伝送路や中空導波路の場合、内部にミリ波を閉じこめて伝送できるので、空間的なチャネル間隔 (自由空間伝送路の離隔距離) d_2 を、アンテナ間距離 d_1 の 10 倍よりも少なくでき、特に、自由空間伝送路 9 B との対比ではチャネル間隔をより近接させることができる。

【 0 1 3 5 】

[空間分割多重用のミリ波信号伝送路の構造例]

図 2 A には、空間分割多重用のミリ波信号伝送路の構造例が示されている。伝送チャネルの多チャネル化を図る際、空間分割多重を適用しない場合は、たとえば周波数分割多重を適用して各チャネルでは異なる搬送周波数を使用することが考えられるが、空間分割多重を適用すれば、同一の搬送周波数でも干渉の影響を受けずに同時に信号伝送ができる。

【 0 1 3 6 】

つまり「空間分割多重」は、ミリ波信号 (電磁波) を伝送可能な 3 次元空間において、複数系統の独立したミリ波信号伝送路 9 を形成するものであればよく、自由空間中に複数系統の自由空間伝送路 9 B を、干渉しない距離を保って構成すること (図 2 A (1) を参照) に限定されない。

【 0 1 3 7 】

10

20

30

40

50

たとえば、図2A(2)に示すように、自由空間中に複数系統の自由空間伝送路9Bを設ける場合に、伝送チャンネル間での干渉を抑えるために、電波伝搬を妨げる構造物(ミリ波遮蔽体MX)を伝送チャンネル間に配置してもよい。ミリ波遮蔽体MXは導電体であるか否かは問わない。

【0138】

複数系統のミリ波信号伝送路9のそれぞれは、たとえば、自由空間伝送路9Bとして、たとえば筐体内の空間を伝搬する構成にすることが考えられる。ただし、自由空間であることに限定されず、ミリ波閉込め構造の形態を採ってもよい。ミリ波閉込め構造としては、導波管、伝送線路、誘電体線路、誘電体内などの導波構造で構成し、ミリ波帯域の電磁波を効率よく伝送させる特性を有するものとするのが望ましい。

10

【0139】

たとえば、図2A(3)に示すように、一定範囲の比誘電率と一定範囲の誘電正接を持つ誘電体素材を含んで構成された誘電体素材を含んで構成された誘電体伝送路9Aを採用し得る。たとえば、筐体内の全体に誘電体素材を充填することで、伝送路結合部108と伝送路結合部208の間には、自由空間伝送路ではなく誘電体伝送路9Aが配されるようになるし、また、伝送路結合部108のアンテナと伝送路結合部208のアンテナの間を誘電体素材で構成されたある線径を持つ線状部材である誘電体線路で接続することで誘電体伝送路9Aを構成することも考えられる。

【0140】

「一定範囲」は、誘電体素材の比誘電率や誘電正接が、本構成の効果を得られる程度の範囲であればよく、その限りにおいて予め決められた値のものとするればよい。つまり、誘電体素材は、本構成の効果を得られる程度の特性を持つミリ波を伝送可能なものであればよい。誘電体素材そのものだけで決められず伝送路長やミリ波の周波数とも関係するので必ずしも明確に定められるものではないが、一例としては、次のようにする。

20

【0141】

誘電体伝送路9A内にミリ波の信号を高速に伝送させるためには、誘電体素材の比誘電率は2~10(好ましくは3~6)程度とし、その誘電正接は0.00001~0.01(好ましくは0.00001~0.001)程度とすることが望ましい。このような条件を満たす誘電体素材としては、たとえば、アクリル樹脂系、ウレタン樹脂系、エポキシ樹脂系、シリコン系、ポリイミド系、シアノアクリレート樹脂系からなるものが使用できる。誘電体素材の比誘電率とその誘電正接のこのような範囲は、特段の断りのない限り、本構成と同様である。

30

【0142】

誘電体伝送路9Aでミリ波閉込め構造にする場合、図2A(4)に示すように、その外周にミリ波信号の外部放射を抑える金属部材などの導電体の遮蔽材(ミリ波遮蔽材MY)を設けて、ミリ波の外部放射を抑えるようにしてもよい。ミリ波遮蔽材MYは、好ましくは基板上の固定電位(たとえば接地電位)にする。ミリ波遮蔽材MYを導電体とすることで、導電体でない場合よりも確実に遮蔽ができる。

【0143】

ミリ波閉込め構造の他の例としては、周囲が遮蔽材で囲まれ内部が中空の構造の中空導波路9Lとしてもよい。たとえば、図2A(5)に示すように、周囲が遮蔽材の一例である導電体MZで囲まれ内部が中空の構造にする。導電体MZの囲いは、対向して配置された2枚の基板の何れに設けてもよい。導電体MZによる囲いと基板との間の距離L(導電体MZの端から相対する基板までの隙間の長さ)はミリ波の波長に比べて十分小さい値に設定する。囲い(遮蔽材)を導電体MZとすることで導電体でない場合よりも確実に遮蔽ができる。

40

【0144】

図2A(2)と図2A(5)の対比では、中空導波路9Lは、自由空間伝送路9Bにおいてミリ波遮蔽体MXを配置した構造に似通っているが、アンテナを取り囲むようにミリ波遮蔽材の一例である導電体MZが設けられる点が異なる。導電体MZの内部が中空であるので誘電体素材を使用する必要がなく低コストで簡易にミリ波信号伝送路9を構成できる。導

50

電体MZは、好ましくは基板上の固定電位（たとえば接地電位）にする。

【0145】

中空導波路9Lは、基板上の導電体MZで囲いを形成することに限らず、たとえば、図2A(6)に示すように、比較的厚めの基板に穴（貫通でもよいし貫通させなくてもよい）を開けて、その穴の壁面を囲いに利用するように構成してもよい。穴の断面形状は、円形・三角・四角など任意である。この場合、基板が遮蔽材として機能する。穴は、対向して配置された2枚の基板の何れか一方であってもよいし双方であってもよい。穴の側壁は導電体で覆われていてもよいし、覆われてなくてもよい。穴を貫通させる場合には、半導体チップの裏面にアンテナを配置する（取り付ける）とよい。穴を貫通させずに途中で止める（非貫通穴とする）場合、穴の底にアンテナを設置すればよい。

10

【0146】

誘電体伝送路9Aおよび中空導波路9Lは、囲いによってミリ波が誘電体伝送路9Aや中空導波路9Lの中に閉じ込められるため、ミリ波の伝送損失が少なく効率的に伝送できる、ミリ波の外部放射を抑える、EMC対策がより楽になるなどの利点が見られる。

【0147】

ミリ波閉込め構造のさらなる他の例としては、ミリ波信号（電磁波）を伝送可能な3次元空間が誘電体素材（有体物）から構成されている場合に、誘電体素材中に複数系統の独立したミリ波信号伝送路9（詳しくは誘電体伝送路9A：以下この段落において同様）を形成するものでもよい。たとえば、電子回路部品を搭載したプリント基板自体を誘電体素材で構成し、そのプリント基板を誘電体伝送路9Aとして利用することが考えられる。この際に、その基板内に独立した複数の誘電体伝送路9Aを形成することが考えられる。

20

【0148】

空間分割多重にする際には、一部は自由空間伝送路9Bで対処し、他の一部は誘電体伝送路9Aや中空導波路9Lなどのミリ波閉込め構造を持つもので対処するなど、ミリ波信号伝送路9も各種のものを組み合わせたシステム構成にすることも考えられる。

【0149】

<変調および復調：第1例>

図3は、通信処理システムにおける変調機能部および復調機能部の第1例を説明する図である。

【0150】

[変調機能部：第1例]

図3(1)には、送信側に設けられる第1例の変調機能部8300Xの構成が示されている。伝送対象の信号（たとえば12ビットの画像信号）はパラレルシリアル変換部114により、高速なシリアル・データ系列に変換され変調機能部8300Xに供給される。

30

【0151】

変調機能部8300Xとしては、変調方式に応じて様々な回路構成を採り得るが、たとえば、振幅を変調する方式であれば、周波数混合部8302と送信側局部発振部8304を備えた構成を採用すればよい。位相を2軸で変調する方式にする場合にはたとえば直交変調に対応した構成にすればよい。

【0152】

送信側局部発振部8304（第1の搬送信号生成部）は、変調に用いる搬送信号（変調搬送信号）を生成する。周波数混合部8302（第1の周波数変換部）は、パラレルシリアル変換部8114（パラレルシリアル変換部114と対応）からの信号で送信側局部発振部8304が発生するミリ波帯の搬送波と乗算（変調）してミリ波帯の変調信号を生成して増幅部8117（増幅部117と対応）に供給する。変調信号は増幅部8117で増幅されアンテナ8136から放射される。

40

【0153】

[復調機能部：第1例]

図3(2)には、受信側に設けられる第1例の復調機能部8400Xの構成が示されている。復調機能部8400Xは、送信側の変調方式に応じた範囲で様々な回路構成を採用

50

し得るが、ここでは、変調機能部 8 3 0 0 X の前記の説明と対応するように、振幅が変調されている方式の場合で説明する。位相を変調する方式にする場合には直交検波や同期検波に対応した構成にすればよい。

【 0 1 5 4 】

第 1 例の復調機能部 8 4 0 0 X は、振幅検波回路の一例として 2 入力型の周波数混合部 8 4 0 2 (ミキサ回路) を備え、受信したミリ波信号 (の包絡線) 振幅の二乗に比例した検波出力を得る自乗検波回路を用いる。なお、振幅検波回路は、自乗検波回路に代えて自乗特性を有しない単純な包絡線検波回路を使用することも考えられる。図示した例では、周波数混合部 8 4 0 2 の後段にフィルタ処理部 8 4 1 0 とクロック再生部 8 4 2 0 (C D R : クロック・データ・リカバリ / Clock Data Recovery) とシリアルパラレル変換部 8 1 2 7 (S - P : シリアルパラレル変換部 1 2 7 と対応) が設けられている。フィルタ処理部 8 4 1 0 には、たとえば低域通過フィルタ (L P F) が設けられる。

10

【 0 1 5 5 】

アンテナ 8 2 3 6 で受信されたミリ波受信信号は可変ゲイン型の増幅部 8 2 2 4 (増幅部 2 2 4 と対応) に入力され振幅調整が行なわれた後に復調機能部 8 4 0 0 X に供給される。振幅調整された受信信号は周波数混合部 8 4 0 2 の 2 つの入力端子に同時に入力され自乗信号が生成され、フィルタ処理部 8 4 1 0 に供給される。周波数混合部 8 4 0 2 で生成された自乗信号は、フィルタ処理部 8 4 1 0 の低域通過フィルタで高域成分が除去されることで送信側から送られてきた入力信号の波形 (ベースバンド信号) が生成され、クロック再生部 8 4 2 0 に供給される。

20

【 0 1 5 6 】

クロック再生部 8 4 2 0 (C D R) は、このベースバンド信号を元にサンプリング・クロックを再生し、再生したサンプリング・クロックでベースバンド信号をサンプリングすることで受信データ系列を生成する。生成された受信データ系列はシリアルパラレル変換部 8 2 2 7 (S - P) に供給され、パラレル信号 (たとえば 1 2 ビットの画像信号) が再生される。クロック再生の方式としては様々な方式があるがたとえばシンボル同期方式を採用する。

【 0 1 5 7 】

[第 1 例の問題点]

ここで、第 1 例の変調機能部 8 3 0 0 X と復調機能部 8 4 0 0 X で無線伝送システムを構成する場合、次のような難点がある。

30

【 0 1 5 8 】

まず、発振回路については、次のような難点がある。たとえば、野外 (屋外) 通信においては、多チャネル化を考慮する必要がある。この場合、搬送波の周波数変動成分の影響を受けるため、送信側の搬送波の安定度の要求仕様が厳しい。筐体内信号伝送や機器間信号伝送において、ミリ波でデータを伝送するに当たり、送信側と受信側に、屋外の無線通信で用いられているような通常の手法を用いようとすると、搬送波に安定度が要求され、周波数安定度数が p p m (parts per million) オーダー程度の安定度の高いミリ波の発振回路が必要となる。

【 0 1 5 9 】

40

周波数安定度が高い搬送信号を実現するためには、たとえば、安定度の高いミリ波の発振回路をシリコン集積回路 (C M O S : Complementary Metal-oxide Semiconductor) 上に実現することが考えられる。しかしながら、通常の C M O S で使われるシリコン基板は絶縁性が低いため、容易に Q 値 (Quality Factor) の高いタンク回路が形成できず、実現が容易でない。たとえば、参考文献 A に示されているように、C M O S チップ上でインダクタンスを形成した場合、その Q 値は 3 0 ~ 4 0 程度になってしまう。

【 0 1 6 0 】

参考文献 A : A. Niknejad, " mm-Wave Silicon Technology 60GHz and Beyond " (特に 3.1.2 Inductors pp70 ~ 71) , ISBN 978-0-387-76558-7

【 0 1 6 1 】

50

よって、安定度の高い発振回路を実現するには、たとえば、発振回路の本体部分が構成されているCMOS外部に水晶振動子などで高いQ値のタンク回路を設けて低い周波数で発振させ、その発振出力を逡倍してミリ波帯域へ上げるという手法を採ることが考えられる。しかし、LVDS (Low Voltage Differential Signaling) などの配線による信号伝送をミリ波による信号伝送に置き換える機能を実現するのに、このような外部タンクを全てのチップに設けることは好ましくない。

【0162】

OOK (On-Off-Keying) のような振幅を変調する方式を用いれば、受信側では包絡線検波をすればよいので、発振回路が不要になりタンク回路の数を減らすことはできる。しかしながら、信号の伝送距離が長くなると受信振幅が小さくなり、包絡線検波の一例として自乗検波回路を用いる方式では、受信振幅が小さくなることの影響が顕著になり信号歪みが影響してくるので不利である。換言すると、自乗検波回路は、感度的に不利である。

10

【0163】

周波数安定度数高い搬送信号を実現するための他の手法として、たとえば、高い安定度の周波数逡倍回路やPLL回路などを使用することが考えられるが、回路規模が増大してしまう。たとえば、参考文献Bには、プッシュ-プッシュ (Push-push) 発振回路を使うことで60GHz発振回路をなくし、小さくはしているが、これでもまだ30GHzの発振回路や分周器、位相周波数検出回路 (Phase Frequency Detector: PFD)、外部のレファレンス (この例では117MHz) などが必要で、明らかに回路規模が大きい。

【0164】

20

参考文献B: "A 90nm CMOS Low-Power 60GHz Tranceiver with Intergrated Baseband Circuitry", ISSCC 2009 / SESSION 18/RANGING AND Gb/s COMMUNICATION / 18.5, 2009 IEEE International Solid-State Circuits Conference, pp314 ~ 316

【0165】

自乗検波回路は受信信号から振幅成分しか取り出せないで、用いることのできる変調方式は振幅を変調する方式 (たとえばOOKなどのASK) に限られ、位相や周波数を変調する方式の採用が困難となる。位相変調方式の採用が困難になると言うことは、変調信号を直交化してデータ伝送レートを上げることができないということに繋がる。

【0166】

また、周波数分割多重方式により多チャネル化を実現する場合に、自乗検波回路を用いる方式では、次のような難点がある。受信側の周波数選択のためのバンドパスフィルタを自乗検波回路の前段に配置する必要があるが、急峻なバンドパスフィルタを小型に実現するのは容易ではない。また、急峻なバンドパスフィルタを用いた場合は送信側の搬送周波数の安定度についても要求仕様が厳しくなる。

30

【0167】

<変調および復調: 第2例>

図4~図5Aは、通信処理システムにおける変調機能および復調機能の第2例を説明する図である。ここで、図4は、送信側に設けられる変調機能部8300 (変調部115, 215と周波数変換部116, 216) とその周辺回路で構成される送信側信号生成部8110 (送信側の通信部) の第2例を説明する図である。図5は、受信側に設けられる第2例の復調機能部8400 (周波数変換部125, 225と復調部126, 226) とその周辺回路で構成される受信側信号生成部8220 (受信側の通信部) の構成例を説明する図である。図5Aは注入同期の位相関係を説明する図である。

40

【0168】

前述の第1例における問題に対する対処として、第2例の復調機能部8400は、注入同期 (インジェクションロック) 方式を採用する。

【0169】

注入同期方式にする場合には、好ましくは、受信側での注入同期がし易くなるように変調対象信号に対して予め適正な補正処理を施しておく。典型的には、変調対象信号に対して直流近傍成分を抑圧してから変調する、つまり、DC (直流) を含む低域成分を抑圧 (

50

カット)してから変調することで、搬送周波数 f_c 近傍の変調信号成分ができるだけ少なくなるようにし、受信側での注入同期がし易くなるようにしておく。デジタル方式の場合、たとえば同符号の連続によってDC成分が発生してしまうことを解消するべくDCフリー符号化を行なう。

【0170】

また、ミリ波帯に変調された信号(変調信号)と合わせて、変調に使用した搬送信号と対応する受信側での注入同期の基準として使用される基準搬送信号も送出するのが望ましい。基準搬送信号は、送信側局部発振部8304から出力される変調に使用した搬送信号と対応する周波数と位相(さらに好ましくは振幅も)が常に一定(不変)の信号であり、典型的には変調に使用した搬送信号そのものであるが、少なくとも搬送信号に同期していればよく、これに限定されない。たとえば、変調に使用した搬送信号と同期した別周波数の信号(たとえば高調波信号)や同一周波数ではあるが別位相の信号(たとえば変調に使用した搬送信号と直交する直交搬送信号)でもよい。

10

【0171】

変調方式や変調回路によっては、変調回路の出力信号そのものに搬送信号が含まれる場合(たとえば標準的な振幅変調やASKなど)と、搬送波を抑圧する場合(搬送波抑圧方式の振幅変調やASKやPSKなど)がある。よって、送信側からミリ波帯に変調された信号と合わせて基準搬送信号も送出するための回路構成は、基準搬送信号の種類(変調に使用した搬送信号そのものを基準搬送信号として使用するか否か)や変調方式や変調回路に応じた回路構成を採ることになる。

20

【0172】

[変調機能部：第2例]

図4には、変調機能部8300とその周辺回路の第2例の構成が示されている。変調機能部8300(周波数混合部8302)の前段に変調対象信号処理部8301が設けられている。図4に示す各例は、デジタル方式の場合に対応した構成例を示しており、変調対象信号処理部8301は、パラレルシリアル変換部8114から供給されたデータに対し、同符号の連続によってDC成分が発生してしまうことを解消するべく、8-9変換符号化(8B/9B符号化)や8-10変換符号化(8B/10B符号化)やスクランブル処理などのDCフリー符号化を行なう。図示しないが、アナログ変調方式では変調対象信号に対してハイパスフィルタ処理(またはバンドパスフィルタ処理)をしておくのがよい。

30

【0173】

8-10変換符号化では、8ビットデータを10ビット符号に変換する。たとえば、10ビット符号として1024通りの中から“1”と“0”の個数のなるべく等しいものをデータ符号に採用することでDCフリー特性を有するようにする。データ符号に採用しない一部の10ビット符号は、たとえば、アイドルやパケット区切りなどを示す特殊な符号として用いる。スクランブル処理は、たとえば、無線LAN(IEEE802.11a)などで使われている。

【0174】

ここで、図4(1)に示す基本構成1は、基準搬送信号処理部8306と信号合成部8308を設けて、変調回路(第1の周波数変換部)の出力信号(変調信号)と基準搬送信号を合成(混合)するという操作を行なう。基準搬送信号の種類や変調方式や変調回路に左右されない万能な方式と言える。ただし、基準搬送信号の位相によっては、合成された基準搬送信号が受信側での復調時に直流オフセット成分として検出されベースバンド信号の再現性に影響を与えることもある。その場合は、受信側で、その直流成分を抑制する対処をとるようにする。換言すると、復調時に直流オフセット成分を除去しなくても良い位相関係の基準搬送信号にするのがよい。

40

【0175】

基準搬送信号処理部8306では、必要に応じて送信側局部発振部8304から供給された変調搬送信号に対して位相や振幅を調整し、その出力信号を基準搬送信号として信号合成部8308に供給する。たとえば、本質的には周波数混合部8302の出力信号その

50

ものには周波数や位相が常に一定の搬送信号を含まない方式（周波数や位相を変調する方式）の場合や、変調に使用した搬送信号の高調波信号や直交搬送信号を基準搬送信号として使用する場合に、この基本構成1が採用される。

【0176】

この場合、変調に使用した搬送信号の高調波信号や直交搬送信号を基準搬送信号に使用することができるし、変調信号と基準搬送信号の振幅や位相を各別に調整できる。すなわち、増幅部8117では変調信号の振幅に着目した利得調整を行ない、このときに同時に基準搬送信号の振幅も調整されるが、注入同期との関係で好ましい振幅となるように基準搬送信号処理部8306で基準搬送信号の振幅のみを調整できる。

【0177】

基本構成1では、信号合成部8308を設けて変調信号と基準搬送信号を合成しているが、このことは必須ではなく、図4(2)に示す基本構成2のように、変調信号と基準搬送信号を各別のアンテナ8136_1, 8136_2で、好ましくは干渉を起さないように各別のミリ波信号伝送路9で受信側に送ってもよい。基本構成2では、振幅も常に一定の基準搬送信号を受信側に送出でき、注入同期の取り易さの観点では最適の方式と言える。

【0178】

基本構成1, 2の場合、変調に使用した搬送信号（換言すると送出される変調信号）と基準搬送信号の振幅や位相を各別に調整できる利点がある。したがって、伝送対象情報に載せる変調軸と注入同期に使用される基準搬送信号の軸（基準搬送軸）を、同相ではなく、異なる位相にして復調出力に直流オフセットが発生しないようにするのに好適な構成と言える。

【0179】

周波数混合部8302の出力信号そのものに周波数や位相が常に一定の搬送信号が含まれ得る場合には、基準搬送信号処理部8306や信号合成部8308を具備しない図4(3)に示す基本構成3を採用し得る。周波数混合部8302によりミリ波帯に変調された変調信号のみを受信側に送出し、変調信号に含まれる搬送信号を基準搬送信号として扱えばよく、周波数混合部8302の出力信号にさらに別の基準搬送信号を加えて受信側に送る必要はない。たとえば、振幅を変調する方式（たとえばASK方式）の場合に、この基本構成3が採用され得る。このとき、好ましくは、DCフリー処理を行なっておくのが望ましい。

【0180】

ただし、振幅変調やASKにおいても、周波数混合部8302を積極的に搬送波抑圧方式の回路（たとえば平衡変調回路や二重平衡変調回路）にして、基本構成1, 2のように、その出力信号（変調信号）と合わせて基準搬送信号も送るようにしてもよい。

【0181】

なお、位相や周波数を変調する方式の場合にも、図4(4)に示す基本構成4のように、変調機能部8300（たとえば直交変調を使用する）でミリ波帯に変調（周波数変換）した変調信号のみを送出することも考えられる。しかしながら、受信側で注入同期がとれるか否かは、注入レベル（注入同期方式の発振回路に入力される基準搬送信号の振幅レベル）や変調方式やデータレートや搬送周波数なども関係し、適用範囲に制限がある。

【0182】

基本構成1~4の何れも、図中に点線で示すように、受信側での注入同期検出結果に基づく情報を受信側から受け取り、変調搬送信号の周波数やミリ波（特に受信側で注入信号に使用されるもの：たとえば基準搬送信号や変調信号）や基準搬送信号の位相を調整する仕組みを採ることができる。受信側から送信側への情報の伝送はミリ波で行なうことは必須ではなく、有線・無線を問わず任意の方式でよい。

【0183】

基本構成1~4の何れも、送信側局部発振部8304を制御することで変調搬送信号（や基準搬送信号）の周波数が調整される。

【0184】

10

20

30

40

50

基本構成 1, 2 では、基準搬送信号処理部 8 3 0 6 や増幅部 8 1 1 7 を制御することで基準搬送信号の振幅や位相が調整される。なお、基本構成 1 では、送信電力を調整する増幅部 8 1 1 7 により基準搬送信号の振幅を調整することも考えられるが、その場合は変調信号の振幅も一緒に調整されてしまう難点がある。

【 0 1 8 5 】

振幅を変調する方式（アナログの振幅変調やデジタルの A S K ）に好適な基本構成 3 では、変調対象信号に対する直流成分を調整するか、変調度（変調率）を制御することで、変調信号中の搬送周波数成分（基準搬送信号の振幅に相当）が調整される。たとえば、伝送対象信号に直流成分を加えた信を変調する場合を考える。この場合において、変調度を一定にする場合、直流成分を制御することで基準搬送信号の振幅が調整される。また、直

10

【 0 1 8 6 】

ただしこの場合、信号合成部 8 3 0 8 を使用するまでもなく、周波数混合部 8 3 0 2 から出力される変調信号のみを受信側に送出するだけで、自動的に、搬送信号を伝送対象信号で変調した変調信号と変調に使用した搬送信号とが混合された信号となって送出される。必然的に、変調信号の伝送対象信号を載せる変調軸と同じ軸（つまり変調軸と同相で）に基準搬送信号が載ることになる。受信側では、変調信号中の搬送周波数成分が基準搬送信号として注入同期に使用されることになる。ここで、詳細は後述するが、位相平面で考えたとき、伝送対象情報を載せる変調軸と注入同期に使用される搬送周波数成分（基準搬送信号）の軸が同相となり、復調出力には搬送周波数成分（基準搬送信号）に起因する直

20

【 0 1 8 7 】

[復調機能部：第 2 例]

図 5 には、復調機能部 8 4 0 0 とその周辺回路の第 2 例の構成が示されている。第 2 例の復調機能部 8 4 0 0 は、受信側局部発振部 8 4 0 4 を備え、注入信号を受信側局部発振部 8 4 0 4 に供給することで、送信側で変調に使用した搬送信号に対応した出力信号を取得する。典型的には送信側で使用した搬送信号に同期した発振出力信号を取得する。そして、受信したミリ波変調信号と受信側局部発振部 8 4 0 4 の出力信号に基づく復調用の搬送信号（復調搬送信号：再生搬送信号と称する）を周波数混合部 8 4 0 2 で乗算する（同期検波する）ことで同期検波信号を取得する。この同期検波信号はフィルタ処理部 8 4 1

30

【 0 1 8 8 】

周波数混合部 8 4 0 2 は、同期検波により周波数変換（ダウンコンバート・復調）を行なうことで、たとえばビット誤り率特性が優れる、直交検波に発展させることで位相変調や周波数変調を適用できるなどの利点が得られる。

【 0 1 8 9 】

受信側局部発振部 8 4 0 4 の出力信号に基づく再生搬送信号を周波数混合部 8 4 0 2 に供給して復調するに当たっては、位相ズレを考慮する必要があり、同期検波系において位相調整回路を設けることが肝要となる。たとえば、参考文献 C に示されているように、受信した変調信号と受信側局部発振部 8 4 0 4 で注入同期により出力される発振出力信号には、位相差があるからである。

40

【 0 1 9 0 】

参考文献 C : L. J. Paciorek, " Injection Lock of Oscillators ", Proceeding of the IEEE, Vol. 55 NO. 11, November 1965 , pp1723 ~ 1728

【 0 1 9 1 】

この例では、その位相調整回路の機能だけでなく注入振幅を調整する機能も持つ位相振幅調整部 8 4 0 6 を復調機能部 8 4 0 0 に設けている。位相調整回路は、受信側局部発振部 8 4 0 4 への注入信号、受信側局部発振部 8 4 0 4 の出力信号の何れに対して設けても良く、その両方に適用してもよい。受信側局部発振部 8 4 0 4 と位相振幅調整部 8 4 0 6

50

で、変調搬送信号と同期した復調搬送信号を生成して周波数混合部 8 4 0 2 に供給する復調側（第 2）の搬送信号生成部が構成される。

【 0 1 9 2 】

図中に点線で示すように、周波数混合部 8 4 0 2 の後段には、変調信号に合成された基準搬送信号の位相に応じて（具体的には変調信号と基準搬送信号が同相時）、同期検波信号に含まれ得る直流オフセット成分を除去する直流成分抑制部 8 4 0 7 を設ける。

【 0 1 9 3 】

ここで、参考文献 C に基づけば、受信側局部発振部 8 4 0 4 の自走発振周波数を f_o (o)、注入信号の中心周波数（基準搬送信号の場合はその周波数）を f_i (i)、受信側局部発振部 8 4 0 4 への注入電圧を V_i 、受信側局部発振部 8 4 0 4 の自走発振電圧を V_o 、Q 値（Quality Factor）を Q とすると、ロックレンジを最大引込み周波数範囲 $f_{o\max}$ で示す場合、式（A）で規定される。式（A）より、Q 値がロックレンジに影響を与え、Q 値が低い方がロックレンジが広くなることが分かる。

【 0 1 9 4 】

$$f_{o\max} = f_o / (2 * Q) * (V_i / V_o) * 1 / \sqrt{1 - (V_i / V_o)^2} \dots (A)$$

【 0 1 9 5 】

式（A）より、注入同期により発振出力信号を取得する受信側局部発振部 8 4 0 4 は、注入信号の内の $f_{o\max}$ 内の成分にはロック（同期）し得るが、 $f_{o\max}$ 外の成分にはロックし得ず、バンドパス効果を持つと言うことが理解される。たとえば、周波数帯域を持った変調信号を受信側局部発振部 8 4 0 4 に供給して注入同期により発振出力信号を得る場合、変調信号の平均周波数（搬送信号の周波数）に同期した発振出力信号が得られ、 $f_{o\max}$ 外の成分は取り除かれるようになる。

【 0 1 9 6 】

ここで、受信側局部発振部 8 4 0 4 に注入信号を供給するに当たっては、図 5（1）に示す基本構成 1 のように、受信したミリ波信号を注入信号として受信側局部発振部 8 4 0 4 に供給することが考えられる。この場合、 $f_{o\max}$ 内に変調信号の周波数成分が多く存在することは好ましくなく、少ない方が望ましい。「少ない方が望ましい」と記載したのは、ある程度は存在していても適切に信号入力レベルや周波数を調整すれば注入同期が可能であることに基づく。つまり、注入同期に不要な周波数成分も受信側局部発振部 8 4 0 4 に供給され得るので注入同期が取り難いことが懸念される。しかしながら、送信側で予め、変調対象信号に対して低域成分を抑圧（DCフリー符号化などを）してから変調することで、搬送周波数近傍に変調信号成分が存在しないようにしておけば、基本構成 1 でも差し支えない。

【 0 1 9 7 】

また、図 5（2）に示す基本構成 2 のように、周波数分離部 8 4 0 1 を設け、受信したミリ波信号から変調信号と基準搬送信号を周波数分離し、分離した基準搬送信号成分を注入信号として受信側局部発振部 8 4 0 4 に供給することが考えられる。注入同期に不要な周波数成分を予め抑制してから供給するので、注入同期が取り易くなる。

【 0 1 9 8 】

図 5（3）に示す基本構成 3 は、送信側が図 4（2）に示す基本構成 2 を採っている場合に対応するものである。変調信号と基準搬送信号を各別のアンテナ 8 2 3 6_1, 8 2 3 6_2 で、好ましくは干渉を起さないように各別のミリ波信号伝送路 9 で受信する方式である。受信側の基本構成 3 では、振幅も常に一定の基準搬送信号を受信側局部発振部 8 4 0 4 に供給でき、注入同期の取り易さの観点では最適の方式と言える。

【 0 1 9 9 】

図 5（4）に示す基本構成 4 は、送信側が位相や周波数を変調する方式の場合に図 4（4）に示す基本構成 4 を採っている場合に対応するものである。構成としては基本構成 1 と同様になっているが、復調機能部 8 4 0 0 の構成は、実際には、直交検波回路など位相変調や周波数変調に対応した復調回路とされる。

10

20

30

40

50

【 0 2 0 0 】

アンテナ 8 2 3 6 で受信されたミリ波信号は図示を割愛した分配器（分波器）で周波数混合部 8 4 0 2 と受信側局部発振部 8 4 0 4 に供給される。受信側局部発振部 8 4 0 4 は、注入同期が機能することで、送信側で変調に使用した搬送信号に同期した再生搬送信号を出力する。

【 0 2 0 1 】

ここで、受信側で注入同期がとれる（送信側で変調に使用した搬送信号に同期した再生搬送信号を取得できる）か否かは、注入レベル（注入同期方式の発振回路に入力される基準搬送信号の振幅レベル）や変調方式やデータレートや搬送周波数なども関係する。また、変調信号は注入同期可能な帯域内の成分を減らしておくことが肝要であり、そのためには送信側で DC フリー符号化をしておくことで、変調信号の中心（平均的な）周波数が搬送周波数に概ね等しく、また、中心（平均的な）位相が概ねゼロ（位相平面上の原点）に等しくなるようにするのが望ましい。

10

【 0 2 0 2 】

たとえば、参考文献 D には、BPSK (Binary Phase Shift Keying) 方式で変調された変調信号そのものを注入信号に使用する例が開示されている。BPSK 方式では、入力信号のシンボル時間 T に応じて受信側局部発振部 8 4 0 4 への注入信号は 180 度の位相変化が起こる。その場合でも受信側局部発振部 8 4 0 4 が注入同期できるためには受信側局部発振部 8 4 0 4 の最大引込み周波数範囲幅を $f_{o\max}$ とすると、シンボル時間 T は $T < 1 / (2 f_{o\max})$ を満たしていることが必要とされる。このことは、シンボル時間 T は余裕をもって短く設定されていなければならないことを意味するが、このように短いシンボル時間 T の方がよいと言うことは、データレートを高くするとよいことを意味し、高速なデータ転送を目指す用途においては都合がよい。

20

【 0 2 0 3 】

参考文献 D : P. Edmonson, et al., "Injection Locking Techniques for a 1-GHz Digital Receiver Using Acoustic-Wave Devices", IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, Vol. 39, No. 5, September, 1992, pp631 ~ 637

【 0 2 0 4 】

また、参考文献 E には、8PSK (8-Phase Shift Keying) 方式で変調された変調信号そのものを注入信号に使用する例が開示されている。この参考文献 E においても、注入電圧や搬送周波数が同じ条件であればデータレートが高い方が注入同期し易いことが示されており、やはり、高速なデータ転送を目指す用途においては都合がよい。

30

【 0 2 0 5 】

参考文献 E : Tarar, M.A.; Zhizhang Chen, "A Direct Down-Conversion Receiver for Coherent Extraction of Digital Baseband Signals Using the Injection Locked Oscillators", Radio and Wireless Symposium, 2008 IEEE, Volume, Issue, 22-24 Jan. 2008, pp57 ~ 60

【 0 2 0 6 】

基本構成 1 ~ 4 の何れにおいても、式 (A) に基づき、注入電圧 V_i や自走発振周波数 f_o を制御することでロックレンジを制御するようにする。換言すると、注入同期がとれるように、注入電圧 V_i や自走発振周波数 f_o を調整することが肝要となる。たとえば、周波数混合部 8 4 0 2 の後段（図の例では直流成分抑制部 8 4 0 7 の後段）に注入同期制御部 8 4 4 0 を設け、周波数混合部 8 4 0 2 で取得された同期検波信号（ベースバンド信号）に基づき注入同期の状態を判定し、その判定結果に基づいて、注入同期がとれるように、調整対象の各部を制御する。

40

【 0 2 0 7 】

その際には、受信側で対処する手法と、図中に点線で示すように、送信側に制御に資する情報（制御情報のみに限らず制御情報の元となる検知信号など）を供給して送信側で対処する手法の何れか一方またはその併用を採り得る。受信側で対処する手法は、ミリ波信

50

号（特に基準搬送信号成分）をある程度の強度で伝送しておかないと受信側で注入同期がとれないという事態に陥るので、消費電力や干渉耐性の面で難点があるが、受信側だけで対処できる利点がある。

【0208】

これに対して、送信側で対処する手法は、受信側から送信側への情報の伝送が必要になるものの、受信側で注入同期がとれる最低限の電力でミリ波信号を伝送でき消費電力を低減できる、干渉耐性が向上するなどの利点がある。

【0209】

筐体内信号伝送や機器間信号伝送において注入同期方式を適用することにより、次のような利点が得られる。送信側の送信側局部発振部8304は、変調に使用する搬送信号の周波数の安定度の要求仕様を緩めることができる。注入同期する側の受信側局部発振部8404は式(A)より明らかなように、送信側の周波数変動に追従できるような低いQ値であることが必要である。

10

【0210】

このことは、タンク回路（インダクタンス成分とキャパシタンス成分）を含む受信側局部発振部8404の全体をCMOS上に形成する場合に都合がよい。受信側では、受信側局部発振部8404はQ値の低いものでもよいが、この点は送信側の送信側局部発振部8304についても同様であり、送信側局部発振部8304は周波数安定度が低くてもよく、Q値の低いものでもよい。

【0211】

CMOSは微細化が今後さらに進み、その動作周波数はさらに上昇する。より高帯域で小型の伝送システムを実現するには、高い搬送周波を使うことが望まれる。本例の注入同期方式は、発振周波数安定度についての要求仕様を緩めることができるため、より高い周波数の搬送信号を容易に用いることができる。

20

【0212】

高い周波数ではあるが周波数安定度が低くてもよい（換言するとQ値の低いものでもよい）ということは、高い周波数で安定度も高い搬送信号を実現するために、高い安定度の周波数通倍回路やキャリア同期のためのPLL回路などを使用することが不要で、より高い搬送周波数でも、小さな回路規模で簡潔に通信機能を実現し得るようになる。

【0213】

受信側局部発振部8404により送信側で使用した搬送信号に同期した再生搬送信号を取得して周波数混合部8402に供給し同期検波を行なうので、周波数混合部8402の前段に波長選択用のバンドパスフィルタを設けなくてもよい。受信周波数の選択動作は、事実上、送受信の局部発振回路を完全に同期させる（つまり、注入同期がとれるようにする）制御を行えばよく、受信周波数の選択が容易である。ミリ波帯であれば注入同期に要する時間も低い周波数比べて短くて済み、受信周波数の選択動作を短時間で済ませることができる。

30

【0214】

送受信の局部発振回路が完全に同期するため、送信側の搬送周波数の変動成分が打ち消されるので、位相変調など様々な変調方式が容易に適用できる。たとえば、デジタル変調では、QPSK（Quadrature Phase Shift Keying）変調や16QAM（Quadrature Amplitude Modulation）変調などの位相変調が広く知られている。これらの位相変調方式は、ベースバンド信号と搬送波との間で直交変調を行なうものである。直交変調では、入力データをI相とQ相のベースバンド信号にし直交変調を施す、つまりI相信号とQ相信号によりI軸とQ軸の各搬送信号に対して各別に変調を施す。参考文献Eに記載のような8PSK変調での適用に限らず、QPSKや16QAMのような直交変調方式でも注入同期を適用可能であり、変調信号を直交化してデータ伝送レートを上げることができる。

40

【0215】

注入同期を適用すれば、同期検波との併用により、波長選択用のバンドパスフィルタを受信側で使用しなくても、多チャネル化や全二重の双方向化を行なう場合などのように複

50

数の送受信ペアが同時に独立な伝送をする場合でも干渉の問題の影響を受け難くなる。

【0216】

[注入信号と発振出力信号との関係]

図5Aには、注入同期における各信号の位相関係が示されている。ここでは、基本的なものとして、注入信号（ここでは基準搬送信号）の位相が変調に使用した搬送信号の位相と同相である場合で示す。

【0217】

受信側局部発振部8404の動作としては、注入同期モードと増幅器モードの2つを採り得る。注入同期方式を採用する上では、基本的な動作としては、注入同期モードで使用し、特殊なケースで増幅器モードを使用する。特殊なケースは、基準搬送信号を注入信号に使用する場合に、変調に使用した搬送信号と基準搬送信号の位相が異なる（典型的には直交関係にある）場合である。

10

【0218】

受信側局部発振部8404が自走で発振出力信号 V_o を出力しているときに注入同期モードで動作する場合、図示のように、受信した基準搬送信号 S_{inj} と注入同期により受信側局部発振部8404から出力される発振出力信号 V_{out} には位相差がある。周波数混合部8402にて直交検波をするにはこの位相差を補正する必要がある。図から分かるように、受信側局部発振部8404の出力信号に対して変調信号 SI の位相とほぼ一致するように位相振幅調整部8406で位相調整を行なう位相シフト分は図中の「 θ 」である。

【0219】

20

換言すると、位相振幅調整部8406は、受信側局部発振部8404が注入同期モードで動作しているときの出力信号 V_{out} の位相を、受信側局部発振部8404への注入信号 S_{inj} と注入同期したときの出力信号 V_{out} との位相差「 θ 」の分を相殺するように位相シフトすればよい。因みに、受信側局部発振部8404への注入信号 S_{inj} と受信側局部発振部8404の自走出力 V_o との位相差が θ であり、注入同期したときの受信側局部発振部8404の出力信号 V_{out} と受信側局部発振部8404の自走出力 V_o との位相差が θ である。

【0220】

< 多チャンネル化と空間分割多重との関係 >

図6～図6Aは、多チャンネル化と空間分割多重との関係、並びに、干渉対策の基本原則を説明する図である。ここで、図6は、多チャンネル化と空間分割多重との関係を説明する図である。図6Aは、多チャンネル化と空間分割多重との関係において、干渉対策の緩和を図る基本的な仕組みを説明する図である。

30

【0221】

多チャンネル化を図る一手法としては、図1～図2で説明したように空間分割多重を適用することも考えられるが、図6(1)に示すように、異なる搬送周波数を異なる通信送受対が用いることが考えられる。つまり周波数分割多重で多チャンネル化は実現される。

【0222】

全二重双方向化も異なる搬送周波数を用いれば容易に実現でき、電子機器の筐体内で複数の半導体チップ（送信側信号生成部110と受信側信号生成部220の組や送信側信号生成部210と受信側信号生成部120の組）が独立して通信するような状況も実現できる。

40

【0223】

[問題点]

たとえば、図6(2)～(4)に示すように、2つの送受信ペアが同時に独立な伝送をしているときを考える。図中において、1, 2, 3, 4は時間的に変動する周波数成分である。

【0224】

ここで、図6(2)に示すように、自乗検波方式を適用した場合は、先にも説明したが、周波数多重方式での多チャンネル化には受信側の周波数選択のためのバンドパスフィルタ

50

(BPF)が必要となる。急峻なバンドパスフィルタを小型に実現するのは容易ではないし、選択周波数を変更するためには可変バンドパスフィルタが必要となる。自乗検波方式は振幅情報しか取り出せないなので変調方式はASKやOOKなどに限られ、変調信号を直交化してデータ伝送レートを上げると言うことも困難である。

【0225】

小型化のため受信側にキャリア同期のPLLを持たない場合、たとえば図6(3)に示すように、IF(Intermediate Frequency: 中間周波数)にダウンコンバートして自乗検波することが考えられる。この場合、十分に高いIFに周波数変換するブロックを加えることにより、RF帯のバンドパスフィルタなしに受信する信号を選択できるが、IF帯への周波数変換を行なう回路やIF帯のバンドパスフィルタなどが必要で、その分回路が複雑になる。送信側における周波数変動成分だけでなく、受信側のダウンコンバートにおける時間的に変動する周波数成分(周波数変動成分)の影響も受ける。このため、変調方式は、周波数変動成分の影響を無視できるように、振幅情報を取り出すもの(たとえばASKやOOKなど)に限られる。

10

【0226】

これに対して、図6(4)に示すように、注入同期方式を適用すれば、送信側局部発振回路304と受信側局部発振部8404が完全に同期するため、様々な変調方式が容易に実現できる。キャリア同期のためのPLLも不要で回路規模も小さくて済み、受信周波数の選択も容易になる。加えて、ミリ波帯域の発振回路は低い周波数より時定数の小さいタンク回路を使って実現できるので、注入同期に要する時間も低い周波数比べて短くて済み、高速の伝送に向いている。このように、注入同期方式を適用することで、通常のベースバンド信号によるチップ間の信号に比べて、伝送速度を容易に高速化でき、入出力の端子数を削減することができる。ミリ波の小型アンテナをチップ上に構成することもでき、チップからの信号の取出し方に著しく大きな自由度を与えることもできる。さらに、注入同期によって送信側の周波数変動成分が打ち消されるので、位相変調(たとえば直交変調)など様々な変調が可能となる。

20

【0227】

周波数分割多重による多チャンネル化を実現する場合でも、受信側では、送信側で変調に使用した搬送信号と同期した信号を再生して同期検波により周波数変換を行なうことで、搬送信号の周波数変動があってもその影響(いわゆる干渉の影響)を受けずに伝送信号を復元できる。図6(4)に示すように、周波数変換回路(ダウンコンバータ)の前段に周波数選択フィルタとしてのバンドパスフィルタを入れなくても済む。

30

【0228】

ただし、このように周波数分割多重で多チャンネル化を採ると、図1Aにて示した周波数多重の説明から理解されるように、ミリ波信号伝送路9の全体の使用帯域をかなり広くする必要はある。自由空間伝送路9Bであればこの要求に応え得るが、誘電体伝送路9Aのような帯域幅が限られた伝送路では問題となる。

【0229】

一方、機器内や機器間の無線伝送では空間分割多重の適用が容易であり、各チャンネルで同じ搬送周波数を使えるため伝送帯域幅の制約から解放される利点がある。ただし、空間分割多重では、図2Aにて説明したような干渉対策が必要となる。たとえば、図2A(1)に示したような自由空間伝送路9Bでは、送信(受信)アンテナ間の距離を十分とることが肝要となる。しかし、このことはチャンネル間距離に制約があることを意味し、狭い空間内に多数のアンテナ対(伝送チャンネル)を配置する必要があるときには問題となる。

40

【0230】

別の干渉対策手法としては、たとえば図2A(2)に示したように送信(受信)アンテナ間に電波伝搬を妨げる構造を採ることが考えられる。また、図2A(3)~(6)に示したように、誘電体伝送路9Aや中空導波路9Lなどのような閉込め構造を採用することでチャンネル間距離を縮めることが考えられる。しかしながらこれらの手法は、自由空間伝送路9Bに比べるとコストアップになる難点がある。

50

【 0 2 3 1 】

〔 問題点の対策原理 〕

そこで、本実施形態の無線伝送システム 1 においては、空間分割多重により多重伝送を実現する場合において、ミリ波信号伝送路 9 を自由空間伝送路 9 B とした場合でも、干渉対策の要求度合いを緩和することのできるシステムにすることを提案する。「干渉対策の要求度合いを緩和」とは、ミリ波遮蔽体 MX なしでもチャンネル間距離を短縮できるようにすることや、干渉対策を軽減することができることを意味する。

【 0 2 3 2 】

基本的な考え方は、図 1 にも示したが、図 6 A に示すように、受信側において、MIMO 処理部 6 0 3 , 6 0 4 を設けて、ベースバンド信号処理の側面から干渉対策をとること

10

【 0 2 3 3 】

MIMO 処理部 6 0 3 , 6 0 4 は、複数のアンテナ 1 3 6 (送信アンテナ) のそれぞれと対応する複数の送信対象信号のそれぞれに対して、アンテナ 1 3 6 とアンテナ 2 3 6 (受信アンテナ) との間におけるミリ波信号伝送路 9 (伝送空間) の伝達特性に基づく補正演算を行なう伝達特性補正部の一例である。伝達特性はチャンネル行列で表わされ、補正演算としては、各チャンネルの伝送対象信号に対して逆行列演算を行なうことになる。

【 0 2 3 4 】

その補正演算 (逆行列演算) の意義は、復調信号に対して伝達特性分を補正することで、処理済み信号としては、伝達特性の影響を排除した送信対象信号を取得できるようにすることである。各チャンネルの変調方式が同じ場合は、アンテナ 2 3 6 で受信される不要波に基づく復調成分が完全に相殺される。各チャンネルの変調方式が異なる場合には、不要波の成分が完全に相殺されると言うことにはならないが復調処理の対応によりその影響を受けないようにできる。

20

【 0 2 3 5 】

ここで、本実施形態の MIMO 処理部 6 0 3 , 6 0 4 における MIMO 処理は、各アンテナにおける送受間の直接波のみを対象とする MIMO 処理である点に特徴がある。このことは、通常考えられる機器間や筐体内での無線伝送における MIMO 処理では、筐体内の部品や壁などによって送信側から送信された電波が反射・回折し、複数の経路から同一の電波が受信側に届くというマルチパス対策のため、1 つの受信アンテナが同じ送信アンテナから発せられた直接波とは異なる経路を辿った反射波も対象とした複数の受信信号を扱う信号処理となるのと大きく異なる。

30

【 0 2 3 6 】

これは、機器内や機器間での無線信号伝送において波長が比較的短いミリ波 (あるいはマイクロ波) を使用することで、空間分割多重が適用されているミリ波信号伝送路 9 が形成される空間には、無線伝送に対して実質的に邪魔になる障害物がないようにすることができ、その場合は、反射波の影響を考慮する必要は殆どないと言えるからである。

【 0 2 3 7 】

マルチパス環境下では、複数の経路からの電波を受信側において受信すると、複数の経路の距離が異なることにより、送信側からの電波が受信側に到達するのに要する時間が経路によって異なる。このため、位相がずれた複数の電波が受信側で受信され、その結果、受信信号の波形が歪み、信号を復号できなくなる虞れがある。その対策として MIMO 処理を適用することが考えられる。この場合、当然にチャンネル行列の考え方も、マルチパス対策に適合したものとなる。

40

【 0 2 3 8 】

しかしながら、本実施形態の MIMO 処理は、このようなマルチパス対策のための MIMO 処理とは異なり、チャンネル行列の考え方も、マルチパス対策用のものとは異なる。

【 0 2 3 9 】

ただし、反射波が豊富にある環境下ではチャンネル行列の逆行列は解き易いが、直接波のみが存在して反射波が全く存在しない実環境下では、チャンネル行列の逆行列が得難くなる

50

ということが懸念される。本実施形態では、アンテナ配置を制約することで、チャンネル行列の逆行列が得難くなることを防止する。

【0240】

その際には、詳しくは後述するが、本実施形態では、MIMO処理で必要となる掛算器（増幅器の要素）と加算器の数を低減できるようにアンテナ配置（送信側および受信側の各アンテナ間隔）を決められたものに設定し、それに応じた受信側でのMIMO処理にする。つまりMIMO処理数を低減できるようにアンテナ配置を決め、それに合わせた直接波のみを対象とする受信側でのMIMO処理にすることである。

【0241】

これらの関係によっては、復調機能部8400において直交検波の要否が左右される。直交検波が不要な条件であれば、復調機能部8400の構成を簡易にできる。

10

【0242】

何れにしても、受信側にMIMO処理を適用することで、自由空間伝送路9Bとした場合の干渉対策の要請を緩和し、また、各チャンネルの搬送周波数を共通化することで受信側においてベースバンドでMIMO処理を行ない、さらに、アンテナ配置を制約することでMIMO処理量（逆行列演算量）を削減する。

【0243】

後述の各実施形態では、各チャンネルの搬送周波数を共通化するがこのことは必須でない。各チャンネルの搬送周波数が少なくとも同期した関係にあればよい。空間分割多重の基本的な考え方としては、通常、搬送信号の周波数を共通化（同一に）する。送信側の搬送信号の周波数を共通化すると各チャンネルで搬送周波数の影響が確実に同じになるため、ベースバンド領域でのMIMO処理を確実にかつ効率的に行なうことができる。搬送周波数がチャンネルによって異なる場合には、受信側では、各搬送周波数に対応した復調回路や周波数選択フィルタをチャンネルごとに設けるなどの対処が必要になりシステム規模が大きくなる。これらの点においては、各チャンネルの搬送周波数を共通にすることの利点大きい。

20

【0244】

MIMO処理は、一般に複素数演算（あるいはそれに相当する処理）が必要となり回路規模が大きくなってしまふ。これに対して、直接波のみを対象とする点に着目してアンテナ配置を制約するとともに、それに合わせた信号処理にすることで、MIMO処理量（逆行列演算量）を削減できるようになる。

30

【0245】

第1例の構成を採る場合、受信側が1チップ構成であることから、受信側信号生成部220内の復調機能部8400は、系統別に受信側局部発振部8404を備えることは必須でなく、後述の注入同期回路数の低減対策の場合と同様の仕組みを適用するのに都合がよい。すなわち、受信側局部発振部8404を1系統のみ設け、残りの系統は、受信側局部発振部8404で生成された再生搬送信号を使って周波数変換（復調・同期検波）する構成にできる。

【0246】

図6A(1)に示した第1例は、N系統に対して、受信側が1チップ構成であり、送信側は変調機能部8300(MOD)を収容した半導体チップ103を系統別に使用する構成(N対1の構成)であるが、このことは受信側にMIMO処理を適用する場合の必須要件ではない。

40

【0247】

たとえば、図6A(2)に示す第2例は、受信側が1チップ構成であり、また、送信側も1チップ構成の1対1の構成である。第2例の構成を採る場合、送信側が1チップ構成であることから、送信側信号生成部110内の変調機能部8300は、系統別に送信側局部発振部8304を備えることは必須でなく、後述の注入同期回路数の低減対策の場合と同様の仕組みを適用するのに都合がよい。すなわち、送信側局部発振部8304を1系統のみ設け、残りの系統は、送信側局部発振部8304で生成された搬送信号そのものを使って周波数変換（変調）するとよい。

50

【 0 2 4 8 】

図 6 A (3) に示す第 3 例は、送信側が 1 チップ構成であり、受信側は系統別のチップを使用する構成 (1 対 N の構成) である。図 6 A (4) に示す第 4 例は、送信側は系統別のチップを使用する構成であり、受信側も系統別のチップを使用する構成 (N 対 N の構成) である。第 3 例や第 4 例の場合、各系統の復調機能部 8 4 0 0 (D E M O D) とシリアルパラレル変換部 8 2 2 7 との間に、全系統に共有される M I M O 処理部 6 0 4 を設けることになる。

【 0 2 4 9 】

< 多チャンネル化と注入同期との関係 >

図 7 は、多チャンネル化と注入同期との関係において、回路規模低減を図る基本的な仕組みを説明する図である。

10

【 0 2 5 0 】

多重伝送 (多チャンネル化) を実現する際には、さらに別の問題として、たとえば、注入同期方式を採用して多チャンネル化を採るとき、このままでは、受信側では各チャンネル別に注入同期回路を用意しなければならないという難点がある。

【 0 2 5 1 】

そこで、本実施形態の無線伝送システム 1 においては、M I M O 処理の適用と合わせて、好ましくは、注入同期方式を採用する場合において受信側が複数系統ある場合に、系統別に注入同期回路を用意しなくても不都合のないシステムにすることも考慮する。その手法の基本的な考え方は、図 7 (1) に示すように、受信側での注入同期回路数の低減を図るために、全系統を注入同期方式を採るのではなく、少なくとも 1 系統は注入同期方式を採らないようにする。注入同期方式を採らない系統では、各局部発振部 8 3 0 4 , 8 4 0 4 で生成された搬送信号に同期した搬送信号を使って変調・復調を行なう (受信側では同期検波する) ようにする。

20

【 0 2 5 2 】

送信側の各送信側信号生成部 1 1 0 は同一チップに収容された 1 チップ構成であることが好ましいが、このことは必須でない。同様に、受信側の各受信側信号生成部 2 2 0 は同一チップに収容された 1 チップ構成であることが好ましいが、このことは必須でない。ただし、搬送信号 f₀ 用の配線長を考えた場合、送信側、受信側の何れも、1 チップ構成であることが好ましい。

30

【 0 2 5 3 】

図 7 (2) は、図 7 (1) に対する変形例を説明する図である。この変形例は、多重伝送時に、「受信側の系統別には注入同期回路を用意しないが、注入同期回路は 1 系統ではなく複数系統ある」点に特徴がある。図 7 (1) では、受信側が複数系統ある場合に、1 系統のみが注入同期に対応し、残りの全ては、1 系統の注入同期で取得された再生搬送信号を元にして各系統で同期検波を行なうようにしていたが、このことは必須でない。

【 0 2 5 4 】

要するに、受信側の系統数よりも注入同期回路を用意する系統数の方が少なければよく、注入同期回路が用意されていない系統に関しては、注入同期で取得された再生搬送信号を元にして同期検波を行なうように構成すればよい。つまり、受信側の系統数 P、注入同期回路を用意する系統数 Q としたとき、 $P > Q$ の関係を満たすシステム構成にし、「 $P - Q$ 」の系統分に関しては注入同期で取得された再生搬送信号を元にして同期検波を行なえばよい。この場合でも、「注入同期方式を採用する場合において受信側が複数系統ある場合に、系統別には注入同期回路を用意しない」というシステムになっている。

40

【 0 2 5 5 】

たとえば、図 7 (2) に示した構成では、6 チャンネルについて、3 チャンネルずつに分けて、第 1 ~ 第 3 のチャンネル (参照子_1 ~ _3 の系統) では 1 系統のみ (参照子_1 の系統) が注入同期に対応し、第 4 ~ 第 6 のチャンネル (参照子_4 ~ _6 の系統) では 1 系統のみ (参照子_4 の系統) が注入同期に対応するようにしている。

【 0 2 5 6 】

50

この例では、好ましくは、第 1 ~ 第 3 のチャンネルの送信側信号生成部 1 1 0 は同一チップに收容された 1 チップ構成であるとともに、第 4 ~ 第 6 のチャンネルの送信側信号生成部 1 1 0 は同一チップに收容された 1 チップ構成であることが好ましい。対応する受信側についても、第 1 ~ 第 3 のチャンネルの受信側信号生成部 2 2 0 は同一チップに收容された 1 チップ構成であるとともに、第 4 ~ 第 6 のチャンネルの受信側信号生成部 2 2 0 は同一チップに收容された 1 チップ構成であることが好ましい。もちろん、これらのことは必須でない。

【 0 2 5 7 】

注入同期回路を持つ系統数を総チャンネル数よりも少なくすることでシステム構成をコンパクトにするという点では、注入同期回路を持つのは 1 系統のみとする構成が最適である。しかしながら、他の系統で注入同期で取得された再生搬送信号を元にして同期検波を行なうための再生搬送信号用の配線長を加味したときには、レイアウト的に、注入同期回路を持つのは 1 系統のみとする構成が必ずしも適正とは言えないこともある。このようなケースでは、図 7 (2) に示した構成が効果的である。

10

【 0 2 5 8 】

< 多チャンネル化と必要送信電力との関係 >

図 8 ~ 図 8 B は、多チャンネル化と必要送信電力との関係を説明する図である。ここで、図 8 は、A S K 方式において、搬送信号と基準搬送信号が同一周波数で同一位相の場合の振幅変調信号を説明する図である。図 8 A は、A S K 方式と P S K 方式の送信電力の関係を説明する図である。図 8 B は、多重伝送を行なう場合における送信電力低減を図る基本的な仕組みを示す図である。

20

【 0 2 5 9 】

多重伝送 (多チャンネル化) を実現する際には、さらに別の問題として、必要送信電力の増大がある。たとえば、前述の注入同期に関する説明から理解されるように、機器内や機器間の無線信号伝送では注入同期が有効である。また、注入同期方式を採用する場合、受信側での同期のとり易さの点では、変調方式としては A S K 方式などのように振幅を変調する方式が適している。たとえば、注入同期に A S K 方式を用いると、フィルタが不要など受信回路の構成が簡単になるし、受信特性が劣化が少ないと言った利点がある。しかしながら、振幅を変調する方式 (A S K 方式もその一例) では、送信電力が他の変調方式よりも大きい。以下、この点について、図を参照して説明する。

30

【 0 2 6 0 】

[振幅変調信号について]

A S K 方式では、伝送対象信号で搬送信号の振幅を変調する。I 軸と Q 軸で表わされる位相平面上で、I 相信号と Q 相信号の内の何れか一方を使用し、変調信号の信号振幅を $0 \sim +F$ の範囲で与えるものと考えればよい。0, +F の 2 値で変調する場合が最も単純で、変調度が 100% の場合は O O K となる。「F」は正規化することで「1」と考えられ、2 値の A S K が実現される。

【 0 2 6 1 】

ここで、変調に使用した搬送信号と同じ周波数で同じ位相の信号を基準搬送信号として使用する場合を考える。たとえば、図 8 (1) に示すように、I 軸に情報を載せて伝送しようとするとき、基準搬送信号も同相 (I 軸) にする。

40

【 0 2 6 2 】

ところで、変調に使用した搬送信号と基準搬送信号の位相を同相とする場合、たとえば次のような手法を採り得る。

【 0 2 6 3 】

図 8 (2) に示す第 1 例は、図 4 (1) に示す基本構成 1 を適用する手法の一例である。周波数混合部 8 3 0 2 には伝送対象信号 $a(t)$ と搬送信号 $c(t) = \cos t$ が供給される。周波数混合部 8 3 0 2 としては平衡変調回路や二重平衡変調回路を使用して搬送波抑圧の振幅変調を行なうことで、 $d(t) = a(t) \cos t$ を生成し信号合成部 8 3 0 8 に供給する。伝送対象信号 $a(t)$ は 0, +1 の 2 値とする。基準搬送信号処理部

50

8306は送信側局部発振部8304から出力された搬送信号 $c(t) = \cos t$ の振幅を C_0 ($0 \sim 1$ の範囲内)にして基準搬送信号 $e(t) = C_0 \cos t$ として信号合成部8308に供給する。信号合成部8308は $d(t) + e(t)$ なる信号合成を行なうことで送信信号 $f(t)$ を生成する。 $C_0 = 0$ のときが100%変調時と等価である。

【0264】

図8(3)に示す第2例と図8(4)に示す第3例は、図4(3)に示す基本構成3を適用する手法の一例である。周波数混合部8302としては搬送波抑圧が適用されない回路構成を使用し、伝送対象信号 $b(t)$ に直流成分 b_0 を加えた信号 $g(t)$ で振幅変調を行なうことで $h(t) = g(t) \cos t$ を生成する。伝送対象信号 $b(t)$ は $-1, +1$ の2値とする。

【0265】

変調度(変調率)に関しては、搬送信号の振幅 V_c 、伝送対象信号の振幅 V_s としたときの値 $M_a = V_s / V_c$ で扱う考え方と、振幅変調した結果(振幅変調波)における最大振幅 x 、最小振幅 y としたときの値 $M = (x - y) / (x + y)$ で扱う考え方がある。本明細書では前者を採用し、伝送対象信号 $b(t)$ の振幅 B が変調度(変調率)に対応するものとする。

【0266】

ここで、図8(3)に示す第2例は、直流成分 b_0 を一定($=1$)にして、変調度 B を $0 \sim 1$ の範囲内で制御することで基準搬送信号の振幅($b(t) = -1$ の期間の振幅)を調整する。増幅部8117による増幅率は1倍であるとする。

【0267】

図8(4)に示す第3例は、図8(3)に示す第2例における50%変調時の状態に対して、増幅部8117により増幅率を調整することで、100%変調時と同じ信号品質にする場合を示している。第2例において、 $b(t) = -1$ の期間の振幅と $b(t) = +1$ の期間の振幅との差が変調情報であり、100%変調時では2.0であるのに対して、50%変調時では1.0であり、このままでは50%変調時の信号品質が100%変調時よりも低下する。50%変調時の信号品質を100%変調時と同等にするには、増幅部8117により増幅率を2倍にすればよい。この場合、 $b(t) = -1$ の期間の振幅は1.0、 $b(t) = +1$ の期間の振幅は3.0となる。

【0268】

なお、図8(4)に示す第3例の波形状態は、第2例(あるいは第3例)において、増幅部8117での増幅率を1倍とする場合でも、変調度 B を「1」にし、直流成分 b_0 を $1 \sim 2$ の範囲内で制御する(この場合は「2」にする)ことで基準搬送信号の振幅($b(t) = -1$ の期間の振幅)を調整するようにしても生成できる。この態様は、前記の変調度の扱い方に従うと、変調度が100%であると見ることでもある。

【0269】

第1例～第3例の何れの場合も、I軸だけに情報を載せて伝送しようとするときに基準搬送信号も同相(I軸)にしている例であり、この場合、図8(5)から分かるように、受信側で直流オフセット成分が発生してしまう。

【0270】

たとえば、I軸を実数成分、Q軸を虚数成分として、第1例において伝送対象信号 $a(t)$ の振幅を $0, +1$ とすると、受信信号点はI軸上の $0, +1$ にくる。基準搬送波もI軸上に載せると、信号点は「 $0 + C_0$ 」と「 $+1 + C_0$ 」になり、 $+C_0$ 分の直流成分が載る結果となる。

【0271】

第2例や第3例において伝送対象信号 $b(t)$ を $-1, +1$ とすると、受信信号点はI軸上の $-1, +1$ にくる。基準搬送波もI軸上に載せると、信号点は「 $-1 + C_0$ 」と「 $+1 + C_0$ 」になり、 $+C_0$ 分の直流成分が載る結果となる。BPSKを適用する場合に、基準搬送波もI軸上に載るように予め信号処理で変調対象信号を加工してから変調することでASKと等価にするという考え方である。

10

20

30

40

50

【 0 2 7 2 】

この問題を解決するには、図 5 に示したように、受信側に直流オフセット成分を抑制する直流成分抑制部 8 4 0 7 を設けることが考えられる。しかしながら、機器ごとにばらつきが異なり直流オフセットの大きさに応じた個別調整が必要となるし、温度ドリフトの影響を受けるなどの難点がある。

【 0 2 7 3 】

この問題を受信側に直流成分抑制部 8 4 0 7 を設けずに解決する方法として、伝送情報が載せられる位相軸（変調信号の位相軸）とは異なる位相軸（好ましくは最も離れた位相軸）に基準搬送信号を載せて送ることが考えられる。

【 0 2 7 4 】

たとえば、伝送情報を I 軸と Q 軸の何れか一方だけに載せる A S K モードの場合には、送信側では、基準搬送信号と変調情報を直交させておくことが考えられる。つまり、I 相信号と Q 相信号の 2 軸変調を行なう代わりに、I 軸と Q 軸の何れか一方だけを信号伝送に使用し、他方については無変調にし、その無変調信号を基準搬送信号として使用する。

【 0 2 7 5 】

伝送情報（変調情報）および基準搬送信号と、I 軸および Q 軸の関係を逆にしてもよい。たとえば、送信側では、伝送情報を I 軸側にし基準搬送信号を Q 軸側にしておいてもよいし、逆に、伝送情報を Q 軸側にし基準搬送信号を I 軸側にしておいてもよい。

【 0 2 7 6 】

[送信電力について]

一方、信号の変調軸と基準搬送信号の軸が何れの関係にあっても、振幅を変調する方式では、送信電力が他の変調方式よりも大きいという難点がある。多重化を図る（多重伝送を行なう）場合には、必要送信電力の増加が顕著に現われることとなり、その問題の解決が求められる所である。

【 0 2 7 7 】

たとえば、図 8 A には、A S K 方式（1 0 0 % 変調・5 0 % 変調）と B P S K 方式の各変調信号の例と、必要送信電力の関係が示されている。

【 0 2 7 8 】

図 8 A (1) に示すように、B P S K の振幅を a として、同じ信号点間距離（同じ $b e r$ ）を得るのに必要な送信電力は、式 (B - 1) で表わされる。これに対して、この B P S K と同じ信号品質を得るためには、A S K 方式（1 0 0 % 変調）では、図 8 A (2) に示すように、最大振幅が $2 a$ となり、必要な送信電力は式 (B - 2) で表わされる。したがって、A S K 方式（1 0 0 % 変調）では B P S K 方式に対して 2 倍の送信電力が必要になる。

【 0 2 7 9 】

同様に、A S K 方式（5 0 % 変調）では、図 8 A (3) に示すように、最大振幅が $3 a$ で搬送波分が a となり、必要な送信電力は式 (B - 3) で表わされる。したがって、A S K 方式（5 0 % 変調）では B P S K 方式に対して 5 倍の送信電力が必要になる。

【 0 2 8 0 】

このことから分かるように、同じ信号品質を得るためには、A S K は変調度を問わず、B P S K よりも必要送信電力が大きくなる。このことは、多重伝送してチャンネル数を増やして行くとより大きな問題となる。

【 0 2 8 1 】

全てを A S K で多重伝送してチャンネル数を増やして行くと、全てを B P S K で多重伝送してチャンネル数を増やして行く場合と比べて、必要送信電力の差は大きくなって行き、特に、変調率が低いと、その電力差が顕著に現われる。

【 0 2 8 2 】

ここでは、A S K (1 0 0 % ・ 5 0 %) と B P S K を対比したが、B P S K に限らず、Q P S K や 8 P S K など他の P S K との関係や Q A M などの振幅位相変調方式との関係においても、同一品質とするためには、A S K などの振幅変調は送信電力が大きい。位相を

10

20

30

40

50

変調する方式に限らず周波数を変調する方式との対比においても、振幅のみを変調する方式の方が送信電力が大きい。

【0283】

そこで、本実施形態では、多重伝送時の必要送信電力の低減を図ることを考える。前記説明からの単純な推測では、同じ信号品質を得るためには、振幅のみを変調する方式は振幅のみを変調する方式以外よりも大きな送信電力を必要とするのであるから、全システムを振幅のみを変調する方式以外にすることが先ず考えられる。しかしながら、注入同期のとり易さという点では振幅のみを変調する方式の方が利点があり、全システムを振幅のみを変調する方式以外にするのは好ましくない。

【0284】

このため、本実施形態では、全システムを振幅のみを変調する方式以外とするのではなく、振幅のみを変調する方式とそれ以外とを混在させるとともに、振幅のみを変調する方式以外は、「同じ信号品質を得る」という点において、振幅のみを変調する方式よりも送信電力が少なく済む方式を採用するようにする。信号品質の判定指標は、エラーレートなど公知のものを採用すればよい。

【0285】

振幅のみを変調する方式以外としては、位相のみを変調する方式、振幅と位相を変調する方式、周波数のみを変調する方式などがあるが、回路構成の簡易さの面からは、位相のみを変調する方式、振幅と位相を変調する方式、周波数のみを変調する方式の順で採用の優先度を高めるのがよい。たとえば、デジタル変調を考えたときには、P S KやQ A Mなどを採用するのが好ましい。

【0286】

たとえば、図8B(1)に示すように、注入同期方式を採用する場合に、多重伝送する場合には、1つのチャンネルは注入同期がとり易い振幅のみを変調する方式(A S Kが代表例)を採用し、残りのシステムはそれ以外(振幅のみを変調する方式以外)の変調方式を採用する。典型例としては、1つのチャンネルはA S Kで送信し、他のチャンネルは必要送信電力の小さいB P S Kで送信する。これにより、空間分割多重や周波数分割多重などにより多重伝送を行なう場合に、注入同期方式を利用したまま、必要送信電力の増加を抑えることができる。

【0287】

また、好ましくは、注入同期回路数の低減を図るように、注入同期は1系統(あるいは受信側の系統数より少ない系統)でとり、残りのシステムはそれと同期した搬送信号(空間分割多重では極端な場合には同じ周波数でもよい)を使って変調・復調を行なうようにする。もちろん、注入同期回路数の低減を図る仕組みと組み合わせることは必須でなく、受信側の全てが個別に注入同期方式を採用するものであってもよい。

【0288】

因みに、必要送信電力を低減することだけを考えてときには、全システムを振幅のみを変調する方式以外にすることとも考えられる。しかし、注入同期方式との併用を考えるとときには、少なくとも1系統は注入同期がとり易い方式として振幅のみを変調する方式を採用するのがよい。

【0289】

図8B(2)は、図8B(1)に対する変形例を説明する図である。この変形例は、多重伝送時に、「全システムを振幅変調のするのではないが、振幅変調を採用するのは1系統ではなく複数系統ある」点に特徴がある。図8B(1)では、多重伝送時に、1系統のみを振幅変調方式にし、残りの全ては振幅変調方式以外をとっていたが、このことは必須でない。

【0290】

要するに、多重伝送時の総チャンネル数よりも振幅変調方式を採用する系統数の方が少なければよく、振幅変調方式を採用しない系統に関しては、振幅変調方式以外の位相変調方式(たとえばP S K)や振幅位相変調方式(たとえばQ A M)を採用するように構成すればよい。つまり、総チャンネル数S、振幅変調方式を採用する系統数Tとしたとき、 $S > T$ の関係を満

10

20

30

40

50

たすシステム構成にし、「S-T」の系統分に関しては、振幅変調方式以外の変調方式を採ればよい。この場合でも、「多重伝送時に、全系統を振幅変調にするのではなく、一部の系統は振幅変調方式よりも必要送信電力が少なく変調方式（位相変調や振幅位相変調など）を用いる」というシステムになっている。

【0291】

たとえば、図8B(2)に示した構成では、6チャンネルについて、3チャンネルずつに分けて、第1～第3のチャンネル（参照子_1～_3の系統）では1系統のみ（参照子_1の系統）がASK方式でかつ注入同期に対応し、第4～第6のチャンネル（参照子_4～_6の系統）では1系統のみ（参照子_4の系統）がASK方式でかつ注入同期に対応するようにしている。ASK方式を採らない残りの系統については、ASK方式よりも必要送信電力が少なく済むBPSK方式を採っている。

10

【0292】

この例では、好ましくは、受信側の第1～第3のチャンネルの送信側信号生成部110は同一チップに收容された1チップ構成であるとともに、第4～第6のチャンネルの送信側信号生成部110は同一チップに收容された1チップ構成であることが好ましい。対応する受信側についても、第1～第3のチャンネルの受信側信号生成部220は同一チップに收容された1チップ構成であるとともに、第4～第6のチャンネルの受信側信号生成部220は同一チップに收容された1チップ構成であることが好ましい。もちろん、これらのことは必須でない。

【0293】

20

注入同期方式を適用しながら、必要送信電力が大きな振幅変調方式（たとえばASK）を採る系統数を総チャンネル数よりも少なくすることで多重伝送時の総必要送信電力を低減する点では、振幅変調方式を採るのは1系統のみとする構成が最適である。しかしながら、たとえば、注入同期方式との併用を考えた場合、他の系統で注入同期で取得された再生搬送信号を元にして同期検波を行なうための再生搬送信号用の配線長を加味したときには、レイアウト的に、ASK方式かつ注入同期回路を持つのは1系統のみとする構成が必ずしも適正とは言えないこともある。このようなケースでは、図8B(2)に示した構成が効果的である。

【0294】

以下、MIMO処理を行なう本実施形態の無線伝送システム1について、MIMO処理に着目して、具体的に説明する。なお、以下では特段の断りのない限り、説明を簡単にするため、第1通信装置100から第2通信装置200への片方向の通信で説明する。また、送信系のチップ構成としては、最適な形態として、M系統分の送信側信号生成部110（変調機能部8300を收容）を1つの半導体チップ103に收容する場合を示す。受信系に関しても、最適な形態として、M系統分の全ての受信側信号生成部220（復調機能部8400を收容）を1つの半導体チップ203に收容する場合を示す。つまり、M系統分の送信側信号生成部110を收容した1つの半導体チップ103を搭載している第1通信装置100から、M系統分の受信側信号生成部220を收容した1個の半導体チップ203を搭載した第2通信装置200への片方向の通信で説明する。

30

【0295】

40

<受信側に適用するMIMO処理の概要>

図9～図12Cは、受信側に適用するMIMO処理の概要を説明する図である。ここで、図9は、受信側に適用するMIMO処理の演算を説明する図である。図9Aは、受信側に適用するMIMO処理の演算手法の基本を説明する図である。図10は、2チャンネルのときの受信側のMIMO処理の基本を説明する図である。図10Aは、2チャンネルにおけるパス差とチャンネル行列の関係を説明する図である。図11は、2チャンネルの場合のアンテナ配置の制約条件の第1例を説明する図である。図11Aは、2チャンネルの場合のアンテナ配置の制約条件の第2例を説明する図である。図11Bは、アンテナが指向性に依存した位相特性を持つ場合のパス差 d の調整（補正）方法を説明する図である。図12～図12Aは、アンテナ対が3つ以上の場合へのMIMO処理の適用手法を説明する図であ

50

る。図12Bは、送受信のアンテナが3次元状に配置される場合への適用手法を説明する図である。図12Cは、受信側のMIMO処理をデジタル処理で行なう場合の基本的な構成を説明する図である。

【0296】

[MIMO処理の演算]

図9には、本実施形態で適用するMIMO処理の演算手法の考え方が示されている。図中において、空間分割多重における伝送チャネルをM本とするべく、アンテナ136, 236をそれぞれM本にする。送信側の各アンテナ136からは、対向して配置された受信側のアンテナ236へミリ波信号が伝送される。

【0297】

図9中において、実線で示しているのは、アンテナ136_aから、そのアンテナ136_aに対して対向配置されたアンテナ236_aへ直接に伝達される所望波である。点線で示しているのは、アンテナ136_aから、そのアンテナ136_aに対して対向配置されていない他のアンテナ236_bへ直接に伝達される不要波(干渉波)である。所望波および不要波の何れも、アンテナ136_aからアンテナ236_a, 236_bへ直接に伝達される直接波である。

【0298】

ここで、MIMO処理演算に適用されるチャネル行列Hは、式(1-1)で示される。M行M列のチャネル行列Hにおいて、行列要素h_{i,j}の中で、i=jの要素は所望波に関する要素であり、i≠jの要素は不要波に関する要素である。また、このときの受信信号rは式(1-2)で示される。なお、sは送信信号、vはノイズである。

【0299】

【数1】

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \cdots & h_{1,M} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \cdots & h_{2,M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M,1} & h_{M,2} & \cdots & h_{M,M} \end{pmatrix}_{M \times M} \quad \dots (1-1)$$

$$\begin{pmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \vdots \\ r_M \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \cdots & h_{1,M} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \cdots & h_{2,M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M,1} & h_{M,2} & \cdots & h_{M,M} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \vdots \\ s_M \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ v_M \end{pmatrix} \quad \dots (1-2)$$

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{v}$$

【0300】

図9(2)に示すように、MIMO処理部604における受信側でのMIMO処理では、チャネル行列Hの逆行列H⁻¹(受信信重み行列とも称する)を受信信号rに掛ける。その結果、受信側では、送信対象信号s(+ノイズ成分H⁻¹・v)が得られる。送信対象信号sは変調前のベースバンド信号である。

【0301】

これからも分かるように、受信側において復調後にベースバンド領域でMIMO処理を適用すれば、干渉波の影響を受けない送信対象信号sを取得できる。この結果、空間分割

10

20

30

40

50

多重により多重伝送を実現する場合において、ミリ波信号伝送路 9 を自由空間伝送路 9 B とした場合でも、干渉対策の要求度合いを緩和でき、干渉対策が不要になる、または、干渉対策を軽減することができる。

【 0 3 0 2 】

逆行列 H^{-1} に基づく MIMO 処理部 6 0 4 での逆行列演算は、受信側のアンテナ 2 3 6 で受信される不要波に基づく成分が相殺されるように、所望波と不要波が混在した受信信号の復調出力に対して、ベースバンド領域で不要波に基づく成分と逆の成分を重畳する処理となる。

【 0 3 0 3 】

[受信側に適用する MIMO 処理と搬送周波数の関係]

図 9 A には、受信側に適用する MIMO 処理と搬送周波数の関係が示されている。第 1 通信装置 1 0 0 は、変調機能部 8 3 0 0 として、チャンネル別に周波数混合部 8 3 0 2 を備えている。この例では、各チャンネル(系統)の周波数混合部 8 3 0 2 は直交変調を行なうもので示しているが、このことは必須でない。そして、変調機能部 8 3 0 0 は、全チャンネルに共有される送信側局部発振部 8 3 0 4 を 1 つ有している。送信側局部発振部 8 3 0 4 で生成された搬送信号そのものを各チャンネルの周波数混合部 8 3 0 2 が使って変調を行なう。この構成は、送信側の半導体チップ 1 0 3 が 1 チップ構成であるので都合がよい。

【 0 3 0 4 】

第 2 通信装置 2 0 0 は、復調機能部 8 4 0 0 として、チャンネル別に周波数混合部 8 4 0 2 を備えている。そして、復調機能部 8 4 0 0 は、全チャンネルに共有される受信側局部発振部 8 4 0 4 を 1 つ有している。受信側局部発振部 8 4 0 4 は、送信側で使用した搬送信号の周波数に同期した搬送信号を再生する。この構成は、受信側の半導体チップ 2 0 3 が 1 チップ構成であるので都合がよい。なお、原理的には、受信側局部発振部 8 4 0 4 もチャンネル別に設けてもよく、このことは、受信側の半導体チップ 2 0 3 がチャンネル別であっても構わないことを意味する。

【 0 3 0 5 】

この例では、周波数混合部 8 4 0 2 は、送信側の直交変調と対応するように、直交検波を行なうもので示している。原理的には、送信側が直交変調でなければ、周波数混合部 8 4 0 2 は直交検波を行なうものでなくてもよい。ただし、本実施形態では、受信側においてベースバンド領域で MIMO 処理を行なうに当たり、所望波と不要波のアンテナ間距離の設定値次第で、送信側が直交変調でない場合でも、周波数混合部 8 4 0 2 を直交検波を行なうものとするところがある。周波数混合部 8 4 0 2 は、少なくとも同期検波を適用して復調を行なう。

【 0 3 0 6 】

このように、全チャンネルに共有される送信側局部発振部 8 3 0 4 を 1 つ設け、送信側局部発振部 8 3 0 4 で生成された搬送信号そのものを各チャンネルの周波数混合部 8 3 0 2 が使って変調を行なうようにすると、各系統で搬送周波数の影響が同じになる。空間分割多重の基本的な利点を活かすべく全系統の搬送周波数を共通化することで、各系統で搬送周波数の影響が同じになるため、受信側においてベースバンド領域で MIMO 処理が行なえるようになる。

【 0 3 0 7 】

[アンテナ配置の制約と MIMO 処理量の関係]

図 1 0 ~ 図 1 1 A には、アンテナ配置の制約と MIMO 処理量(逆行列演算量)の関係が示されている。

【 0 3 0 8 】

たとえば、図 1 0 には、最も単純な構成として、2 チャンネル(アンテナ対が 2 つ)の場合が示されている。図 1 0 (1) に示すように、送信側の半導体チップ 1 0 3 には、アンテナ 1 3 6 _1, 1 3 6 _2 が距離 G を隔てて設けられ、アンテナ 1 3 6 _1 と正対するように半導体チップ 2 0 3 _1 にはアンテナ 2 3 6 _1 が設けられ、アンテナ 1 3 6 _2 と正対するように半導体チップ 2 0 3 _2 にはアンテナ 2 3 6 _2 が設けられている。アンテナ 2 3 6 _1,

10

20

30

40

50

2 3 6_2も距離Gを隔てて設けられる。なお、アンテナ1 3 6はアンテナ8 1 3 6と等価であり、アンテナ2 3 6はアンテナ8 2 3 6と等価である。以下、この点は他の記載においても同様である。

【0309】

「正対」とは、アンテナが指向性に依存した位相特性を持たないようにアンテナ対が配置されていることを意味する。換言すると、所望波のアンテナ1 3 6からの放射角や対応するアンテナ2 3 6への入射角がゼロであることを意味する。この「正対」やアンテナの指向性に依存した位相特性などについての詳細は後で説明する。以下では、特段の断りのない限り、アンテナ対が「正対」の状態に配置されるものとする。

【0310】

所望波と関係するアンテナ間距離はd1である。すなわち、半導体チップ103のアンテナ1 3 6_1と半導体チップ203のアンテナ2 3 6_1との間の正対距離はd1であり、同じく、半導体チップ103のアンテナ1 3 6_2と半導体チップ203のアンテナ2 3 6_2との間の正対距離もd1である。一方、不要波と関係するアンテナ間距離はd2である。すなわち、半導体チップ103のアンテナ1 3 6_1と半導体チップ203のアンテナ2 3 6_2との間の距離はd2であり、同じく、半導体チップ103のアンテナ1 3 6_2と半導体チップ203のアンテナ2 3 6_1との間の距離もd2である。

【0311】

アンテナ1 3 6_1から送信された所望波は、直接にアンテナ2 3 6_1で受信される。アンテナ1 3 6_2から送信された所望波は、直接にアンテナ2 3 6_2で受信される。アンテナ1 3 6_1から送信された不要波は、直接にアンテナ2 3 6_2で受信される。アンテナ1 3 6_2から送信された不要波は、直接にアンテナ2 3 6_1で受信される。

【0312】

距離d1 < 距離d2であるから、アンテナ1 3 6_1, 1 3 6_2の送信レベルが同じであっても、距離減衰により、アンテナ2 3 6_1(2 3 6_2)で受信される所望波の受信レベルの方がアンテナ2 3 6_2(2 3 6_1)で受信される不要波の受信レベルよりも大きい。このことはチャネル行列の逆行列が必ず存在することの要因ともなっている。

【0313】

MIMO処理は、一般に複素数演算(あるいはそれに相当する処理)が必要となり回路規模が大きくなってしまふ。たとえば、図10(1)に示すようなアンテナ対が2つの場合においては、図10(2)に示すような汎用的に考えられる回路構成が採られる。QPSKなどのように2軸変調(I成分とQ成分の変調)を行なう場合、後述のパス条件設定をしないと、実数乗算は16個(=2・2・2^2)、加算は12個が必要である。3チャンネルになると、実数乗算は2・2・3^2個必要で、一般にMチャンネルになると、実数乗算は2・2・M^2個必要になる。ASK方式やBPSK方式などのように1軸変調の場合は、Mチャンネルでは実数乗算は2・M^2個必要になる。

【0314】

図10Aには、2チャンネル(アンテナ対が2つ)の場合における所望波のアンテナ間距離d1と不要波のアンテナ間距離d2との距離差 d (= d2 - d1 : パス差 dと称する)とチャネル行列の関係の基本事項が示されている。

【0315】

図10A(1)は、送信側の2つのアンテナ1 3 6_1, 1 3 6_2から受信側の2つのアンテナ2 3 6_1, 2 3 6_2とにおける所望波と不要波の関係を示しており、実線が所望波であり点線が不要波である。図10A(2)は、チャネル行列Hやその逆行列H^-1の要素の実数項(cos項)の状況を位相との関係で示している。図10A(3)は、チャネル行列Hやその逆行列H^-1の要素の虚数項(sin項)の状況を位相との関係で示している。

【0316】

2つの送信信号を、S1(t) = A1・exp(j ω t)、S2(t) = A2・exp(j ω t)とする。所望波に対する不要波の距離減衰要素を (0 < 1)とする。搬

10

20

30

40

50

【0323】

この場合、パス差 d に一定の条件を設定すれば、チャンネル行列 H の各要素は、実数項 (\cos 項) または虚数項 (\sin 項) のみとなる。また、距離減衰要素 の存在により、チャンネル行列 H の逆行列 H^{-1} が必ず求められ、逆行列 H^{-1} の各要素も、実数項 (\cos 項) または虚数項 (\sin 項) のみとなる。

【0324】

たとえば、2チャンネルの場合のチャンネル行列 H において正規化して考えた場合、所望波の要素 (1行1列、2行2列) はパス差 d に関わらずそれぞれ実数項 ($= 1$) である。これに対して、不要波の要素 (1行2列、2行1列) はパス差 d によって、実数項のみ、虚数項のみ、「実数項 + 虚数項」の何れかとなる。

10

【0325】

たとえば、「 $d = (n/2 + 1/4) \cdot c$ (n は 0 または 1 以上の正の整数) 」を満たす場合 (パス条件 1 と称する)、パス差 d は位相的には $\pi/2$ の奇数倍の関係となり、実数項 (\cos 項) はゼロとなるため虚数項 (\sin 項) のみとなる。パス条件 1 の関係からズレると「実数項 + 虚数項」となるが、パス条件 1 の関係に近いときには、虚数項成分に対する実数項成分が遙かに小さく、実質的に虚数項のみとして扱ってもよい。つまり、 $d = (n/2 + 1/4) \cdot c$ を完全に満たすことが最適であるが、この関係から多少ずれていても構わない。本明細書で「虚数項のみ」とは、このような多少のズレがある場合も含むものとする。

【0326】

20

ここで、詳細には、 n が 0 または偶数の場合は、虚数項は「 $+ 1$ 」となるので、不要波は所望波に対して、パス差で位相が $\pi/2$ だけ回る。このとき、「 $\det H = 1 - (\sin \cdot D)^2 = 1 - (\sin \cdot j)^2 > 1$ 」であるからチャンネル行列 H の逆行列 H^{-1} が存在し得る。送信側の MIMO 処理では、「 $\sin \cdot D = -j \cdot \cos$ 」となるから、不要成分が所望成分に対して位相的には「 $-\pi/2$ 」となるようにする。

【0327】

一方、 n が奇数の場合は、虚数項は「 $- 1$ 」となるので、不要波は所望波に対して、パス差で位相が $-\pi/2$ だけ回る。このとき、「 $\det H = 1 - (\sin \cdot D)^2 = 1 - (\sin \cdot j)^2 > 1$ 」であるからチャンネル行列 H の逆行列 H^{-1} が存在し得る。送信側の MIMO 処理では、「 $\sin \cdot D = j \cdot \cos$ 」となるから、不要成分が所望成分に対して位相的には「 $\pi/2$ 」となるようにする。

30

【0328】

また、「 $d = (n/2) \cdot c$ (n は 1 以上の正の整数) 」を満たす場合 (パス条件 2 と称する)、パス差 d は位相的には π の整数倍の関係となり、虚数項 (\sin 項) はゼロとなるため実数項のみとなる。パス条件 2 の関係からズレると「実数項 + 虚数項」となるが、パス条件の関係に近いときには、実数項成分に対する虚数項成分が遙かに小さく、実質的に実数項のみとして扱ってもよい。つまり、 $d = (n/2) \cdot c$ を完全に満たすことが最適であるが、この関係から多少ずれていても構わない。本明細書で「実数項のみ」とは、このような多少のズレがある場合も含むものとする。

【0329】

40

ここで、詳細には、 n が偶数の場合は、実数項は「 $+ 1$ 」となるので、不要波は所望波に対して、パス差で位相が 2π だけ回る (つまり同相・同極性となる)。このとき、「 $\det H = 1 - (\sin \cdot D)^2 = 1 - (\sin \cdot 1)^2 > 1$ 」であるからチャンネル行列 H の逆行列 H^{-1} が存在し得る。送信側の MIMO 処理では、「 $\sin \cdot D = -\sin$ 」となるから、不要成分が所望成分に対して位相的には「 $-\pi$ 」 (つまり同相・逆極性) となるようにする。

【0330】

一方、 n が奇数の場合は、実数項は「 $- 1$ 」となるので、不要波は所望波に対して、パス差で位相が π だけ回る (つまり同相・逆極性となる)。このとき、「 $\det H = 1 - (\sin \cdot D)^2 = 1 - (\sin \cdot -1)^2 > 1$ 」であるからチャンネル行列 H の逆行列 H^{-1} が

50

存在し得る。送信側のMIMO処理では、「 $\cdot D =$ 」となるから、不要成分が所望成分に対して位相的には「2」（つまり同相・同極性）となるようにする。

【0331】

つまり、アンテナ136（送信アンテナ）とアンテナ236（受信アンテナ）との間における所望波のアンテナ間距離 d_1 と不要波のアンテナ間距離 d_2 の差が、自由空間伝送路9Bの伝達特性を規定するチャネル行列H（やその逆行列 H^{-1} も）の不要波の各要素が、実質的に、実数項のみまたは虚数項のみで表わし得るように設定されているものとすればよい。

【0332】

本実施形態では、このようなパス差 d の設定値に基づく特徴に着目して、アンテナ配置を前記のパス条件1またはパス条件2を満たすようにする。こうすることで、チャネル行列の不要波の要素を虚数項のみまたは実数項のみとすることができる。その結果として、MIMO処理部604における逆行列演算処理を簡略化できるようになる。特に、実数項のみとなる場合は、復調機能部8400は、直交検波回路を使用せずに構成することもできるようになる。

【0333】

〔パス条件1の場合〕

図11には、2チャンネル（アンテナ対が2つ）の場合における、本実施形態のアンテナ配置の制約条件の第1例（第1例のアンテナ配置と称する）が示されている。第1例のアンテナ配置は、パス差 d を前述のパス条件1を満たすようにするものである。つまり、所望波のアンテナ間距離 d_1 と不要波のアンテナ間距離 d_2 との距離差 d （パス差 d ）が「 $(n/2 + 1/4) \cdot c$ 」の関係に近づくようにするものである。

【0334】

パス差 d がパス条件1を満たす場合、図10Aでも説明したが、図11（1-2）に示すように、チャネル行列Hは実数項 Re または虚数項 Im のみの成分となるし、その逆行列 H^{-1} も実数項 Re' または虚数項 Im' のみの成分となる。つまり、1行1列と2行2列の所望波の要素は実数項のみであり、1行2列と2行1列の不要波の要素は虚数項のみである。そのため、MIMO処理量が削減できる。

【0335】

なお、虚数項 Im' （直交成分）が存在するので、本実施形態を適用しない場合の変調方式が、たとえばASK方式やBPSK方式などのように、元々は直交成分を伴わない変調のときであっても、復調機能部8400としては直交成分の復調回路（つまり直交検波回路）が必要となる。

【0336】

図11（1-3）には、本実施形態を適用しない場合の変調方式をBPSK方式とする場合に対しての、パス条件1を適用してMIMO処理する場合の各チャンネルの受信信号の状態が示されている。図示のように、第1チャンネル ch_1 の成分は、本来（所望信号用）の所望波のI軸成分（ Ch_{1_I} ）と第2チャンネル ch_2 による不要信号用の不要波のQ軸成分（ $Ch_{2_Q'}$ ）の合成としてアンテナ236_1が受信することになる。第2チャンネル ch_2 の成分は、本来（所望信号用）の所望波のI軸成分（ Ch_{2_I} ）と第1チャンネル ch_1 による不要信号用の不要波のQ軸成分（ $Ch_{1_Q'}$ ）の合成としてアンテナ236_2が受信することになる。図からも分かるように、所望波と不要波が直交しているので、復調機能部8400としては直交検波回路が必要となる。受信側でのMIMO処理では、所望信号に対して直交成分として現われる不要波の成分をキャンセルするので、復調機能部8400としては直交検波回路が必要である。

【0337】

図11（2）には、図11（1-3）に対応する第1例のMIMO処理部604Aとその前段回路（アンテナ236、増幅部8224、復調機能部8400）が示されている。

【0338】

復調機能部8400は、搬送信号を生成する受信側局部発振部8404を各チャンネルに

10

20

30

40

50

共通に備えるとともに、直交検波回路 8460 をチャンネル別に具備している。各直交検波回路 8460 は、I 軸成分を復調する周波数混合部 8402_I、Q 軸成分を復調する周波数混合部 8402_Q、再生搬送信号の位相を 90 度 ($\pi/2$) シフトする移相器 8462 (移相部の一例) を有する。周波数混合部 8402_I には受信側局部発振部 8404 から再生搬送信号が供給される。周波数混合部 8402_Q には受信側局部発振部 8404 からの再生搬送信号が移相器 8462 で $\pi/2$ シフトされた後に供給される。復調機能部 8400 は、伝送チャンネルごとに、所望信号に関する受信信号 (所望波) と不要信号に関する受信信号 (不要波) を直交検波する。これによって、チャンネルごとに、所望信号と不要信号が各別に復調される。

【0339】

第 1 チャンネル用の直交検波回路 8460 は、周波数混合部 8402_I の復調出力をフィルタ処理部 8410_I に供給し、周波数混合部 8402_Q の復調出力をフィルタ処理部 8410_Q に供給する。フィルタ処理部 8410_I からは所望成分となる第 1 チャンネル ch_1 の復調信号 CH_1_I が出力され、フィルタ処理部 8410_Q からは第 1 チャンネルに対して不要成分となる第 2 チャンネル ch_2 の復調信号 CH_2_Q' が出力される。

【0340】

第 2 チャンネル用の直交検波回路 8460 も同様に、周波数混合部 8402_I の復調出力をフィルタ処理部 8410_I に供給し、周波数混合部 8402_Q の復調出力をフィルタ処理部 8410_Q に供給する。フィルタ処理部 8410_I からは所望成分となる第 2 チャンネル ch_2 の復調信号 CH_2_I が出力され、フィルタ処理部 8410_Q からは第 2 チャンネルに対して不要成分となる第 1 チャンネル ch_1 の復調信号 CH_1_Q' が出力される。

【0341】

MIMO 処理部 604A は、アナログ処理で逆行列演算処理を行なうもので、4 つの乗算器 612, 614, 616, 618 と 2 つの加算器 615, 619 を有する。乗算器 612 には、第 1 チャンネルのフィルタ処理部 8410_I から出力される復調信号 CH_1_I が入力され、乗算器 614 には、第 2 チャンネルのフィルタ処理部 8410_Q から出力される復調信号 CH_1_Q' が入力される。乗算器 616 には、第 1 チャンネルのフィルタ処理部 8410_Q から出力される復調信号 CH_2_Q' が入力され、乗算器 618 には、第 2 チャンネルのフィルタ処理部 8410_I から出力される復調信号 CH_2_I が入力される。

【0342】

乗算器 612 は、所望信号となる第 1 チャンネル ch_1 の復調信号 CH_1_I に逆行列の 1 行 1 列の成分 (実数項 Re') を掛ける (増幅する)。乗算器 614 は、第 2 チャンネル ch_2 に対しては不要信号となる第 1 チャンネル ch_1 の復調信号 CH_1_Q' に逆行列の 1 行 2 列の成分 (虚数項 Im') を掛ける (増幅する)。乗算器 616 は、第 1 チャンネル ch_1 に対しては不要信号となる第 2 チャンネル ch_2 の復調信号 CH_2_Q' に逆行列の 2 行 1 列の成分 (虚数項 Im') を掛ける (増幅する)。乗算器 618 は、所望信号となる第 2 チャンネル ch_2 の復調信号 CH_2_I に逆行列の 2 行 2 列の成分 (実数項 Re') を掛ける (増幅する)。なお、行列の成分が負のときは反転増幅する。

【0343】

加算器 615, 619 は、自チャンネルで所望波として受信され復調された自チャンネル分の信号と、他チャンネルで不要波として受信され復調された自チャンネル分の信号を加算する。こうすることで、自チャンネルの所望波の復調成分と他チャンネルでは不要波に基づく不要信号として扱われる復調成分を合成することで、自チャンネルの送信対象信号を取得する。

【0344】

具体的には、加算器 615 は、自チャンネル用の信号処理において所望波として受信され復調された第 1 チャンネル分の信号 Ch_1_{Re}' と、第 2 チャンネル用の信号処理において不要波として受信され復調された第 1 チャンネル分の信号 Ch_1_{Im}' を加算する。こうすることで、自チャンネルの所望波の復調成分 Ch_1_{Re}' と他チャンネルでは不要波に基づく不要信号として扱われる復調成分 Ch_1_{Im}' を合成することで、第 1 チャンネルの送信対象信号を取得する。

10

20

30

40

50

【 0 3 4 5 】

同様に、加算器 6 1 9 は、自チャネル用の信号処理において所望波として受信され復調された第 2 チャネル分の信号 $C h 2_Re'$ と、第 1 チャネル用の信号処理において不要波として受信され復調された第 2 チャネル分の信号 $C h 2_Im'$ を加算する。こうすることで、自チャネルの所望波の復調成分 $C h 2_Re'$ と他チャネルでは不要波に基づく不要信号として扱われる復調成分 $C h 2_Im'$ を合成することで、第 2 チャネルの送信対象信号を取得する。

【 0 3 4 6 】

このように、本実施形態を適用しない場合の変調方式を B P S K 方式とする場合において、アンテナ 2 本の場合には、パス条件 1 を適用して受信側で M I M O 処理することで、M I M O 処理部 6 0 4 A における逆行列演算における実数乗算は 4 個で済むし、加算器は 2 個になる。本実施形態のパス条件 1 を適用しない場合に対して実数乗算数を 1 / 4 倍にできるし、加算数を低減できる。

10

【 0 3 4 7 】

〔パス条件 2 の場合〕

図 1 1 A には、2 チャネル（アンテナ対が 2 つ）の場合における、本実施形態のアンテナ配置の制約条件の第 2 例（第 2 例のアンテナ配置と称する）が示されている。第 2 例のアンテナ配置は、パス差 d を前述のパス条件 2 を満たすようにするものである。つまり、所望波のアンテナ間距離 d_1 と不要波のアンテナ間距離 d_2 との距離差 d （パス差 d ）が「 $(n/2) \cdot c$ 」の関係に近づくようにするものである。

20

【 0 3 4 8 】

パス差 d がパス条件 2 を満たす場合、図 1 0 A でも説明したが、図 1 1 A (1 - 2) に示すように、チャネル行列 H は実数項 Re, Re' のみの成分となるし、その逆行列 H^{-1} も実数項 Re', Re'' のみの成分となる。つまり、1 行 1 列と 2 行 2 列の所望波の要素は実数項のみであるし、1 行 2 列と 2 行 1 列の不要波の要素も実数項のみである。そのため、M I M O 処理量が削減できる。

【 0 3 4 9 】

この場合、虚数項（直交成分）が存在しないので、本実施形態を適用しない場合の変調方式が、たとえば A S K 方式や B P S K 方式などのように、元々は直交成分を伴わない変調のときであれば、復調機能部 8 4 0 0 としては直交成分の復調回路（つまり直交検波回路）が不要になる。

30

【 0 3 5 0 】

図 1 1 A (1 - 3) には、本実施形態を適用しない場合の変調方式を B P S K 方式とする場合に対しての、パス条件 2 を適用して M I M O 処理する場合の各チャネルの送信信号の状態が示されている。図示のように、第 1 チャネル $c h 1$ の成分は、本来（所望信号用）の所望波の I 軸成分（ $C h 1_I$ ）と第 2 チャネル $c h 2$ による不要信号用の不要波の I 軸成分（ $C h 2_I'$ ）の合成としてアンテナ 2 3 6 _1 が受信することになる。第 2 チャネル $c h 2$ の成分は、本来（所望信号用）の所望波の I 軸成分（ $C h 2_I$ ）と第 1 チャネル $c h 1$ による不要信号用の不要波の I 軸成分（ $C h 1_I'$ ）の合成としてアンテナ 2 3 6 _2 が受信することになる。図からも分かるように、受信側での M I M O 処理では、所望波に対して同相成分として現われる不要信号の成分をキャンセルすればよく、復調機能部 8 4 0 0 としては直交検波回路が不要である。

40

【 0 3 5 1 】

図 1 1 A (2) には、図 1 1 A (1 - 3) に対応する第 2 例の M I M O 処理部 6 0 4 B とその前段回路（アンテナ 2 3 6、増幅部 8 2 2 4、復調機能部 8 4 0 0）が示されている。

【 0 3 5 2 】

復調機能部 8 4 0 0 は、搬送信号を生成する受信側局部発振部 8 4 0 4 を各チャネルに共通に備える。各チャネルの周波数混合部 8 4 0 2 には受信側局部発振部 8 4 0 4 から再生搬送信号が供給される。復調機能部 8 4 0 0 は、受信側局部発振部 8 4 0 4 から供給さ

50

れる再生搬送信号に基づき、伝送チャネルごとに、所望波に関する信号と不要波に関する信号を同期検波する。

【0353】

第1チャネル用の周波数混合部8402は所望信号となる第1チャネルch1と不要信号となる第2チャネルch2の復調出力をフィルタ処理部8410に供給する。フィルタ処理部8410からは所望信号となる第1チャネルch1の成分CH1_Iと不要信号となる第2チャネルch2の成分CH2_I'の合成成分が出力される。

【0354】

第2チャネル用の周波数混合部8402も同様に、所望信号となる第2チャネルch2と不要信号となる第1チャネルch1の復調出力をフィルタ処理部8410に供給する。フィルタ処理部8410からは所望信号となる第2チャネルch2の成分CH2_Iと不要信号となる第1チャネルch1の成分CH1_I'の合成成分が出力される。

10

【0355】

MIMO処理部604Bは、アナログ処理で逆行列演算処理を行なうもので、4つの乗算器622, 624, 626, 628と2つの加算器625, 629を有する。乗算器622, 626には、第1チャネルのフィルタ処理部8410から出力される復調信号CH1_I+CH2_I'が入力され、乗算器624, 628には、第2チャネルのフィルタ処理部8410から出力される復調信号CH2_I+CH1_I'が入力される。

【0356】

乗算器622は、復調信号CH1_I+CH2_I'に逆行列の1行1列の成分(実数項Re')を掛ける(増幅する)。乗算器624は、復調信号CH2_I+CH1_I'に逆行列の1行2列の成分(実数項Re'')を掛ける(増幅する)。乗算器626は、復調信号CH1_I+CH2_I'に逆行列の2行1列の成分(実数項Re'')を掛ける(増幅する)。乗算器628は、復調信号CH2_I+CH1_I'に逆行列の2行2列の成分(実数項Re')を掛ける(増幅する)。なお、行列の成分が負のときは反転増幅する。

20

【0357】

加算器625, 629は、自チャネルで所望波として受信され復調された自チャネル分の復調信号と自チャネルで不要波として受信され復調された他チャネル分の復調信号の合成成分に対してのゲインR'補正分と、他チャネルで所望波として受信され復調された他チャネル分の復調信号と他チャネルで不要波として受信され復調された自チャネル分の復調信号の合成成分に対してのゲインR''補正分を加算する。こうすることで、自チャネルでの復調処理で復調された他チャネルの復調成分をキャンセルすることで、自チャネルの送信対象信号を取得する。

30

【0358】

具体的には、加算器625は、乗算器622から出力される信号Ch1_Re'+Ch2_Re'と乗算器624から出力される信号Ch2_Re''+Ch1_Re''を加算する。これによって、第2チャネルからの不要波に基づく干渉成分がキャンセルされるとともに、第1チャネルの送信対象信号が取得される。

【0359】

同様に、加算器629は、乗算器628から出力される信号Ch2_Re'+Ch1_Re'と乗算器626から出力される信号Ch1_Re''+Ch2_Re''を加算する。これによって、第1チャネルからの不要波に基づく干渉成分がキャンセルされるとともに、第2チャネルの送信対象信号が取得される。

40

【0360】

このように、本実施形態を適用しない場合の変調方式をBPSK方式とする場合において、アンテナ2本の場合には、パス条件2を適用して受信側でMIMO処理することで、MIMO処理部604Bにおける逆行列演算における実数乗算は4個で済むし、加算器は2個で済む。本実施形態のパス条件2を適用しない場合に対して、実数乗算数を1/4倍にきるし、加算数を低減できる。復調機能部8400は、直交成分の復調回路(直交検波回路)が不要であり、パス条件1の場合よりも受信側の回路構成が簡易になる。

50

【 0 3 6 1 】

[指向性に依存した位相特性について]

図 1 1 B には、アンテナが指向性に依存した位相特性を持つ場合の対処方法が示されている。図 1 0 ~ 図 1 1 A の説明は、アンテナが指向性に依存した位相特性を持たないようにアンテナ対が配置されている「正対」の状態のものであった。これに対して、アンテナ対が指向性に依存した位相特性 a を持つ場合は、パス差 d 以外に、この位相特性 a の影響も考慮する必要がある。基本的には、次のようにして、位相特性 a の影響を補正して考えればよい。

【 0 3 6 2 】

図 1 1 B 中において、θ₁ は第 1 チャネルについての所望波のアンテナ 1 3 6 _1 からの放射角と対応する（第 1 のアンテナ対を構成する）アンテナ 2 3 6 _1 への入射角である。また、θ₂ は第 2 チャネルについての所望波のアンテナ 1 3 6 _2 からの放射角と対応する（第 2 のアンテナ対を構成する）アンテナ 2 3 6 _2 への入射角でもある。ここで、θ₁ はゼロに近い値としている。一方、θ₂ は第 1 チャネルについての不要波のアンテナ 1 3 6 _2 からの放射角と対応するアンテナ 2 3 6 _1 への入射角である。また、θ₂ がゼロに近いので、θ₁ は第 2 チャネルについての不要波のアンテナ 1 3 6 _1 からの放射角と対応するアンテナ 2 3 6 _2 への入射角でもある。

10

【 0 3 6 3 】

詳細な式の導出過程の説明は割愛するが、位相特性 a の影響分を距離に換算して表すと式 (5 - 1) に示すようになる。この影響分を考慮した上でパス条件 1 を算出し直すと式 (5 - 2) で示される。この影響分を考慮した上でパス条件 2 を算出し直すと式 (5 - 3) で示される。何れも、パス差 d は、位相特性 a の影響分が補正されることが分かる。

20

【 0 3 6 4 】

【 数 5 】

$$\left. \begin{aligned}
 \text{位相差の影響分の距離換算: } & \lambda c \left\{ \frac{\phi_a(\theta_2) - \phi_a(\theta_1)}{\pi} \right\} \dots (5-1) \\
 \Delta d = d2 - d1 = & \lambda c \left\{ \frac{n}{2} + \frac{1}{4} - \frac{\phi_a(\theta_2) - \phi_a(\theta_1)}{\pi} \right\} \dots (5-2) \\
 \Delta d = d2 - d1 = & \lambda c \left\{ \frac{n}{2} - \frac{\phi_a(\theta_2) - \phi_a(\theta_1)}{\pi} \right\} \dots (5-3)
 \end{aligned} \right\} (5)$$

30

【 0 3 6 5 】

[3 チャネル以上への適用]

図 1 2 ~ 図 1 2 A には、アンテナ対が 3 つ以上の場合への対処方法が示されている。アンテナ対が 3 つ以上になった場合でも、パス差 d をパス条件 1 を満たすようにすることでアンテナ対が 2 つのときと同様に、チャンネル行列とその逆行列は、実数項または虚数項のみの成分となる。つまり、i = j の所望波の要素は実数項 Re となるし、i ≠ j の不要波の要素は虚数項 Im となる。

40

【 0 3 6 6 】

また、図 1 2 A に示すように、アンテナ対が 3 つ以上になった場合でも、パス差 d をパス条件 2 を満たすようにすることでアンテナ対が 2 つのときと同様に、チャンネル行列とその逆行列は、実数項のみの成分となる。つまり、i = j の所望波の要素は実数項 Re となるし、i ≠ j の不要波の要素も実数項 Re となる。図 1 2 A にて、丸で括っている組合せが、制約条件の考慮の対象となるものである。

【 0 3 6 7 】

50

一般にMチャンネルになると、チャンネル行列から推測されるように、パス条件1, 2の何れも、実数乗算は、QPSKなどのような2軸変調では $2 \cdot M^2$ 個必要になるし、ASK方式やBPSK方式などのような1軸変調では M^2 個必要になる。このことは、アンテナ対が3つ以上の場合に、単純に、2つのときと同様の考えをそのまま適用しては、実数乗算の演算量がアンテナ対数の自乗で増えてしまうことを意味する。

【0368】

そこで、本実施形態では、アンテナ対が3つ以上の場合には、そのアンテナ配置の特徴に基づき、実数乗算数がチャンネル数の自乗とならないように（実数乗算数の増加を抑えるように）する。具体的には、隣接するアンテナからの干渉波の影響が一番大きいという点と、その他のアンテナからの干渉波は比較的小さいという点に着目する。これにより、隣接するアンテナからの不要波（干渉波）を考慮してアンテナ間隔を決めて、これを他のアンテナについても適用するようになる。

10

【0369】

こうすることで、たとえば、パス条件1を適用する場合は、両端を除く内側のチャンネルでは、所望波のアンテナ136についての実数項と、その両側の不要波のアンテナ136についての虚数項のみを考えればよくなる。つまり、i番目のチャンネルに着目したとき、i番目のアンテナ136_iからアンテナ236_iへの所望波と、i-1番目のアンテナ136_{i-1}からアンテナ236_iへの不要波およびi+1番目のアンテナ136_{i+1}からアンテナ236_iへの不要波についてのみ考えればよい。そのため、チャンネル行列やその逆行列は、i行では、i列の所望波の要素は実数項であり、i-1列とi+1列の不要波の要素は虚数項であり、その他の不要波の要素はゼロとなる。

20

【0370】

パス条件2を適用する場合は、両端を除く内側のチャンネルでは、所望波のアンテナ136についての実数項と、その両側の不要波のアンテナ136についての実数項のみを考えればよくなる。つまり、i番目のチャンネルに着目したとき、i番目のアンテナ136_iからアンテナ236_iへの所望波と、i-1番目のアンテナ136_{i-1}からアンテナ236_iへの不要波およびi+1番目のアンテナ136_{i+1}からアンテナ236_iへの不要波についてのみ考えればよい。そのため、チャンネル行列やその逆行列は、i行では、i列の所望波の要素は実数項であり、i-1列とi+1列の不要波の要素も実数項であり、その他の不要波の要素はゼロとなる。

30

【0371】

パス条件1, 2の何れも、両端のチャンネルにおける実数乗算数は2つであり、両端のチャンネルを除く内側のチャンネルにおける実数乗算数は3つであり、本手法を適用しない場合よりもMIMO処理量を削減できる。

【0372】

つまり、Mチャンネルの場合（Mは3以上の整数）、パス条件1, 2の何れも、実数乗算は、QPSKなどのような2軸変調では $2 \cdot \{2 \cdot 2 + (M - 2) \cdot 3\}$ 個となるし、ASK方式やBPSK方式などのような1軸変調では $\{2 \cdot 2 + (M - 2) \cdot 3\}$ 個となる。このことは、アンテナ対が3つ以上の場合に、2つのときと同様の考えを単純にそのまま適用した場合に対して、実数乗算の演算量を低減できることを意味する。

40

【0373】

[3次元配置への適用]

図12Bは、図9から図12Aにて説明した受信側に適用するMIMO処理の、送受信のアンテナが3次元状に配置される場合への適用手法を説明する図である。

【0374】

図9から図12Aにて説明した事項は、図12B(1)に示すように、送信側のアンテナ136と受信側のアンテナ236が2次元状に配置される場合への適用事例であった。

【0375】

しかしながら、本実施形態の受信側のMIMO処理量を低減する仕組みは、送受信のアンテナが2次元状に配置される場合に限らず、図12B(2)に示すように、送受信のア

50

ンテナが3次元状に配置される場合にも同様に適用できる。

【0376】

たとえば、図12B(2)では、送信側の半導体チップ103には、7つのアンテナ136₁~136₇が距離Gを隔てて設けられ、各アンテナ136_@と正対するように半導体チップ203_@にはアンテナ236_@が設けられている。アンテナ236_@も距離Gを隔てて設けられる。

【0377】

図では、送信側の半導体チップ103から受信側の半導体チップ203への所望波のみを示しているが、対向配置されていないアンテナ間での不要波については、前述の2次元配置の場合と同様に考えればよい。そして、3次元配置の場合においても、所望波と不要波のパス差dを前述のパス条件1またはパス条件2となるようにすることで、それぞれ前述と同様の作用効果が得られる。

【0378】

因みに、半導体チップ103における各アンテナ136に対して、半導体チップ203の各アンテナ236が配置される箇所は、基本的には、半導体チップ103(各アンテナ136)の平面に対して平行な平面上である。各アンテナ136同士や各アンテナ236同士で形成される最小セルは正三角形になる。

【0379】

所望波と隣接する両隣のアンテナからの不要波(干渉波)を考慮する場合、図12B(2)に示すように、3次元に適用されるチャネル行列は正六角形での状態に着目すればよいことになる。たとえば、正六角形の中心のアンテナ136₁、236₁間を所望波のチャネルと考える。つまり、送信側の正六角形の中心のアンテナ136₁から同じく受信側の正六角形の中心のアンテナ236₁へ所望波が伝達される。このとき、アンテナ236₁の不要波の解析対象となる隣接するアンテナは、正六角形の頂点に配置されたアンテナ136₂~136₇となる。

【0380】

[デジタルのMIMO処理]

図12Cには、受信側のMIMO処理をデジタル処理で行なう場合の基本的な手法が示されている。パス条件1を満たすようにアンテナ配置を設定する場合の図11(2)に示した構成や、パス条件2を満たすようにアンテナ配置を設定する場合の図11A(2)に示した構成はMIMO処理部604(604A, 604B)がアナログ処理に対応する場合で示している。

【0381】

しかしながら、MIMO処理部604における逆行列演算はアナログ回路を想定することに限らず、処理速度が間に合えばデジタル信号処理で行なってもよい。この場合、復調機能部8400から出力される復調処理後またはフィルタ処理部8410から出力されるLPF処理後のアナログ信号をデジタル信号に変換してMIMO処理部604に供給するように対処すればよい。

【0382】

たとえば、図12C(1)はパス条件1に対応した図11(2)に対する対処例を示し、図12C(2)はパス条件2に対応した図11A(2)に対する対処例を示す。何れも、フィルタ処理部8410とMIMO処理部604との間にAD変換器632(ADC)を介在させている。その他の点は変更がない。図示しないが、LPF処理もデジタルで行なう場合には、復調機能部8400とフィルタ処理部8410との間にAD変換器632を介在させればよい。

【0383】

<受信MIMO:第1実施形態>

図13~図13Bは、図9から図12Cにて説明した受信側に適用するMIMO処理の具体的な適用例の第1例(第1実施形態の受信MIMOシステムと称する)を説明する図である。ここでは、「不要波が届くのは隣接するアンテナのみ」という前提にする。

10

20

30

40

50

【0384】

第1実施形態の受信MIMOシステム4Aは、受信側では、注入同期を適用する点に特徴がある。また、多重伝送時の必要送信電力の低減を図ることを考慮して、M系統中の1系統(第1チャンネルCh1)のみを振幅のみを変調する方式(ここではASK方式)とし、残りの全ては振幅のみを変調する方式以外(ここではBPSK方式)にする。

【0385】

また、図13に示す第1例の受信MIMOシステム4A_1では、送信側が1チップ構成であり、また、受信側も1チップ構成の1対1の構成であり、受信側では、ASKの1系統(第1チャンネルCh1)でとり、残りの全系統は、ASKの系統の注入同期で取得された再生搬送信号を元にして各系統で同期検波を行なうようにする。「不要波が届くのは隣接するアンテナのみ」という前提であっても、注入同期はASK方式のチャンネルでとるので、後述の第2例とは異なり、BPSKのチャンネル数を任意にできる。

10

【0386】

一方、図13Aに示す第2例の受信MIMOシステム4A_2では、M系統に対して、送信側が1チップ構成であり、受信側は半導体チップ203を系統別に使用する1対Nの構成であり、受信側では、系統別にそれぞれの受信信号に対して注入同期を適用する。「不要波が届くのは隣接するアンテナのみ」という前提であるから、基本は、第2例のように2チャンネルでの対応となる。

【0387】

図13Bに示す第3例の受信MIMOシステム4_3は、第2例の考え方を採りつつ、チャンネル数を増やすようにした構成である。「不要波が届くのは隣接するアンテナのみ」という前提は崩さずに、全部のアンテナ236にASK方式の変調信号が届くように、ASK方式のチャンネルを配置するようにする。具体的には、ASK方式のチャンネルの両隣にBPSK方式のチャンネルを配置した3チャンネル構成を基本要素として、この基本要素を繰返し配置するようにすればよい。

20

【0388】

そして、アンテナ配置に関してはパス差 d がパス条件1を満たすようにする、つまり、パス差 $d = (n/2 + 1/4) \cdot c$ の関係に近付くように、各アンテナ136, 236を配置する。なお、パス差 d は、指向性に依存した位相特性がある場合は式(5-2)の関係に近付くように、各アンテナ136, 236を配置するのは前述の通りである。

30

【0389】

パス条件1を適用するので、MIMO処理部604としては、図11(2)に示した第1例のMIMO処理部604Aが使用される。

【0390】

受信側における注入同期においては、ASKとBPSKが混在して受信される系統では、入力信号の平均値に対して同期するので、ASKの搬送信号成分に同期するため、それぞれの受信信号を復調できる。

【0391】

ただし、図13A(1)に示す第2例では、ASK方式を適用しない(BPSK方式を適用する)第1チャンネル以外では、所望波として受信されるBPSKの信号成分と不要波として受信されるASKの搬送信号成分の位相関係が直交関係となる($\pi/2$ の位相差がある)ため、注入同期で生成された再生搬送信号(不要波として受信されるASKの搬送信号成分と同期した搬送信号)の位相を90度($\pi/2$)シフトする移相器8462を設けている。移相器8462には、位相シフト方向をパス条件1を規定している「 n 」に基づき制御する制御信号O/Eが供給されている。

40

【0392】

パス差 $d = (n/2 + 1/4) \cdot c$ の関係においては、図13A(2)に示すように、 n が奇数の場合と偶数の場合で、受信される信号におけるBPSKの信号成分とASKの搬送信号成分の位相関係が、+90度($+\pi/2$)となるのか、-90度($-\pi/2$)となるのかが影響される。

50

【0393】

具体的には、 n が奇数(O D D)の場合は、図10Aにて示したように虚数項(\sin 項)は負であるから($3/2$ の位相遅れがあるので)、図13A(2-1)に示すように、第1チャンネル以外では、I軸方向のB P S Kの信号成分に対して、A S Kの搬送信号成分がQ軸の負の方向に現われる。

【0394】

一方、 n が偶数(E V E N)の場合は、図10Aにて示したように虚数項(\sin 項)は正であるから($3/2$ の位相遅れがあるので)、図13A(2-2)に示すように、第1チャンネル以外では、I軸方向のB P S Kの信号成分に対して、A S Kの搬送信号成分がQ軸の正の方向に現われる。

10

【0395】

したがって、移相器8362は、 n が奇数であるのか偶数であるのかに応じて -90 度($-3/2$)とするか、 $+90$ 度($+3/2$)とするかを切り替えることが必要になる。因みに、実際にはアンテナを設置する段階で奇数が偶数かは知っているので、制御信号で切り替えると言うよりは、どちらかを選んで作り込めばよいということになる。

【0396】

<受信M I M O : 第2実施形態>

図14~図14Aは、図9から図12Cにて説明した受信側に適用するM I M O処理の具体的な適用例の第2例(第2実施形態の受信M I M Oシステムと称する)を説明する図である。ここでも、「不要波が届くのは隣接するアンテナのみ」という前提にする。

20

【0397】

第2実施形態の受信M I M Oシステム4Bは、受信側では、注入同期を適用する点に特徴がある。また、多重伝送時の必要送信電力の低減を図ることを考慮して、M系統中の1系統(第1チャンネルC h 1)のみを振幅のみを変調する方式(ここではA S K方式)とし、残りの全ては振幅のみを変調する方式以外(ここではB P S K方式)にする。

【0398】

また、図14に示す第1例の受信M I M Oシステム4B_1では、送信側が1チップ構成であり、また、受信側も1チップ構成の1対1の構成であり、受信側では、A S Kの1系統(第1チャンネルC h 1)でとり、残りの全系統は、A S Kの系統の注入同期で取得された再生搬送信号を元にして各系統で同期検波を行なうようにする。「不要波が届くのは隣接するアンテナのみ」という前提であっても、注入同期はA S K方式のチャンネルでとるので、後述の第2例とは異なり、B P S Kのチャンネル数を任意にできる。

30

【0399】

一方、図14Aに示す第2例の受信M I M Oシステム4B_2では、M系統に対して、送信側が1チップ構成であり、受信側は半導体チップ203を系統別に使用する1対Nの構成であり、受信側では、系統別にそれぞれの受信信号に対して注入同期を適用する。「不要波が届くのは隣接するアンテナのみ」という前提であるから、基本は、第2例のように2チャンネルでの対応となる。

【0400】

図14Bに示す第3例の受信M I M Oシステム4B_3は、第2例の考え方を採りつつ、チャンネル数を増やすようにした構成である。「不要波が届くのは隣接するアンテナのみ」という前提は崩さずに、全部のアンテナ236にA S K方式の変調信号が届くように、A S K方式のチャンネルを配置するようにする。具体的には、A S K方式のチャンネルの両隣にB P S K方式のチャンネルを配置した3チャンネル構成を基本要素として、この基本要素を繰返し配置するようにすればよい。

40

【0401】

そして、アンテナ配置に関してはパス差 d がパス条件2を満たすようにする、つまり、パス差 $d = (n/2) \cdot c$ の関係に近づくように、各アンテナ136, 236を配置する。なお、パス差 d は、指向性に依存した位相特性がある場合は式(5-3)の関係に近づくように、各アンテナ136, 236を配置するのは前述の通りである。

50

【0402】

パス条件2を適用するので、MIMO処理部604としては、図11A(2)に示した第2例のMIMO処理部604Bが使用される。

【0403】

受信側における注入同期においては、入力信号の平均値に対して同期するので、ASKの搬送信号成分に同期するため、それぞれの受信信号を復調できる。

【0404】

ただし、図14A(1)に示す第2例では、ASK方式を適用しない(BPSK方式を適用する)第1チャンネル以外では、BPSKの信号成分とASKの搬送信号成分の位相関係が同相関係となるものの符号がパス条件2を規定している「n」の影響を受けるため、復調出力の符号を切り替える符号切替部8464(符号設定部の一例)を周波数混合部8402の後段に設けている。符号切替部8464には、復調信号の符号をパス条件2を規定している「n」に基づき制御する制御信号O/Eが供給されている。

10

【0405】

パス差 $d = (n/2) \cdot c$ の関係においては、図14A(2)に示すように、nが奇数の場合と偶数の場合で、受信される信号におけるBPSKの信号成分とASKの搬送信号成分が、I軸上の負側に現われるのか、I軸上の正側に現われるのかが影響される。

【0406】

具体的には、nが奇数(ODD)の場合は、図10Aにて示したように実数項(cos項)は負であるから(の位相遅れがあるので:逆相になるので)、図14A(2-1)に示すように、第1チャンネル以外では、BPSKの信号成分とASKの搬送信号成分がI軸上の負側に現われる。このことは、nが奇数の場合は受信信号の位相が反転することを意味するので、復調出力の符号を反転することが必要になる。

20

【0407】

一方、nが偶数(EVEN)の場合は、図10Aにて示したように実数項(cos項)は正であるから(位相遅れがないので:同相になるので)、図14A(2-2)に示すように、BPSKの信号成分とASKの搬送信号成分がI軸上の正側に現われる。

【0408】

したがって、符号切替部8464は、nが奇数であるのか偶数であるのかに応じて、復調出力の符号を正とするか負とするかを切り替えることが必要になる。因みに、実際にはアンテナを設置する段階で奇数が偶数かは知っているので、制御信号で切り替えると言うよりは、どちらかを選んで作り込めばよいということになる。

30

【0409】

<受信MIMO:第3実施形態>

図15~図15Aは、図9から図12Cにて説明した受信側に適用するMIMO処理の具体的な適用例の第3例(第3実施形態の受信MIMOシステムと称する)を説明する図である。

【0410】

第3実施形態の受信MIMOシステム4Cは、受信側では、注入同期を適用する点に特徴がある。また、受信側での注入同期のとり易さを考慮してM系統の全てを振幅のみを変調する方式(ここではASK方式)とする。全チャンネルがASK方式であるので、チャンネル数を任意にできる。

40

【0411】

また、図15に示す第1例の受信MIMOシステム4C_1では、送信側が1チップ構成であり、また、受信側も1チップ構成の1対1の構成であり、受信側では、ASKの1系統(たとえば第1チャンネルCh1)でとり、残りの全系統は、ASKの系統の注入同期で取得された再生搬送信号を元にして各系統で同期検波を行なうようにする。なお、受信信号に基づき注入同期により変調用の搬送信号と同期した復調用の搬送信号を生成して受信した変調信号を復調用の搬送信号で周波数変換して復調する系統と、注入同期で生成された復調用の搬送信号に基づき受信した変調信号を周波数変換して復調する系統とが混在し

50

たものであればよく、注入同期を採用する系統数は1系統でなく、全系統数より少ない限りにおいて複数でもよい。

【0412】

一方、図15Aに示す第2例の受信MIMOシステム4C_2では、M系統に対して、送信側が1チップ構成であり、受信側は半導体チップ203を系統別に使用する1対Nの構成であり、受信側では、系統別にそれぞれの受信信号に対して注入同期を適用する。

【0413】

そして、アンテナ配置に関してはパス差 d がパス条件2を満たすようにする、つまり、パス差 $d = (n/2) \cdot c$ の関係に近づくように、各アンテナ136, 236を配置する。なお、パス差 d は、指向性に依存した位相特性がある場合は式(5-3)の関係に近づくように、各アンテナ136, 236を配置するのは前述の通りである。

10

【0414】

パス条件2を適用するので、MIMO処理部604としては、図11A(2)に示した第2例のMIMO処理部604Bが使用される。

【0415】

受信側における注入同期においては、入力信号の平均値に対して同期するので、ASKの搬送信号成分に同期するため、それぞれの受信信号を復調できる。

【0416】

なお、図10Aから推測されるように、パス差 $d = (n/2) \cdot c$ の関係においては、 n が奇数の場合と偶数の場合で、受信される合成信号の平均レベルの大きさが影響される。

20

【0417】

具体的には、図15(2-1)に示すように、 n が奇数(ODD)の場合は、図10Aにて示したように実数項(c o s項)は負であるから(の位相遅れがあるので：逆相になる)、所望波に対して不要波は逆相で現われるので、実効的なASKの搬送信号成分はレベルが小さくなる。つまり、受信側のアンテナ236で受信される合成信号の平均値が小さくなり、注入同期がし難くなる。

【0418】

一方、図15(2-2)に示すように、 n が偶数(EVEN)の場合は、図10Aにて示したように実数項(c o s項)は正であるから(位相遅れがないので：同相になる)、所望波と不要波は同相で現われるので、実効的なASKの搬送信号成分は大きくなる。つまり、受信側のアンテナ236で受信される合成信号の平均値が大きくなり、注入同期がし易くなる。

30

【0419】

また、所望波と不要波の各ASKの搬送信号の位相関係が、「 n 」が奇数と偶数で逆相関係となるのか同相関係となるのかが左右されるが、搬送信号の和の成分の符号はパス条件2を規定している「 n 」の影響を受けない。逆相関係でも、不要波の方が所望波よりもレベルが小さく、搬送信号の和は必ず正となるからである。

【0420】

このように、第3実施形態では、 n が偶数(つまり $d = m \cdot c$ 、 m は1以上の整数)のときの方が、合成信号の平均値が大きくなり注入同期し易くなるのでさらに好ましい。

40

【0421】

なお、図15(2-1)に示すように、「 n 」が奇数で逆相関係の場合は、受信側のアンテナ236における所望波と不要波の合成信号は位相が逆転し得るため、受信信号は、あたかもBPSKの如くになり得る。たとえば、理解し易いようにASKの一例としてOOKの場合を考える。所望波が「1」のときには所望波レベルよりも不要波レベルの方が小さいので不要波が「1」でも受信信号の位相が逆転することはないが、所望波が「0」のときに不要波が「1」であれば受信信号の位相が逆転する。しかしながら、復調機能部8400では、同期検波するので、所望波と不要波の合成信号を問題なく復調できる。

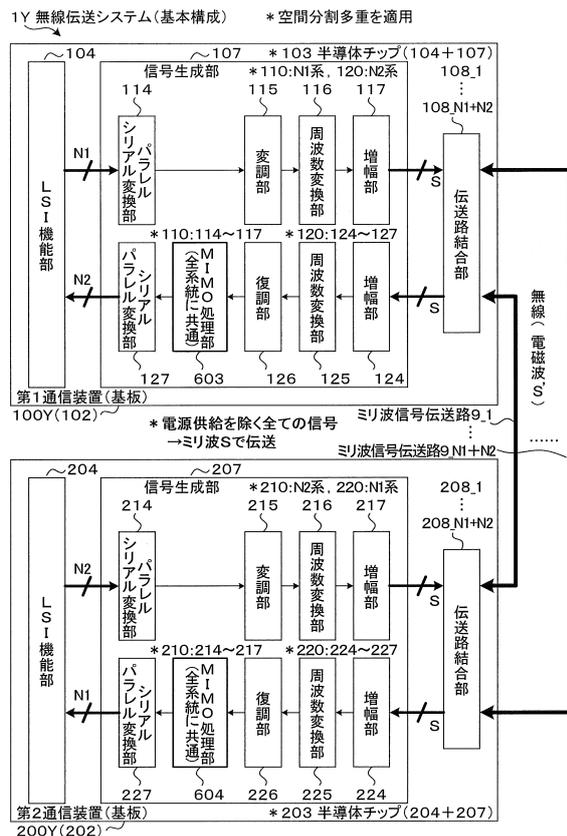
【符号の説明】

50

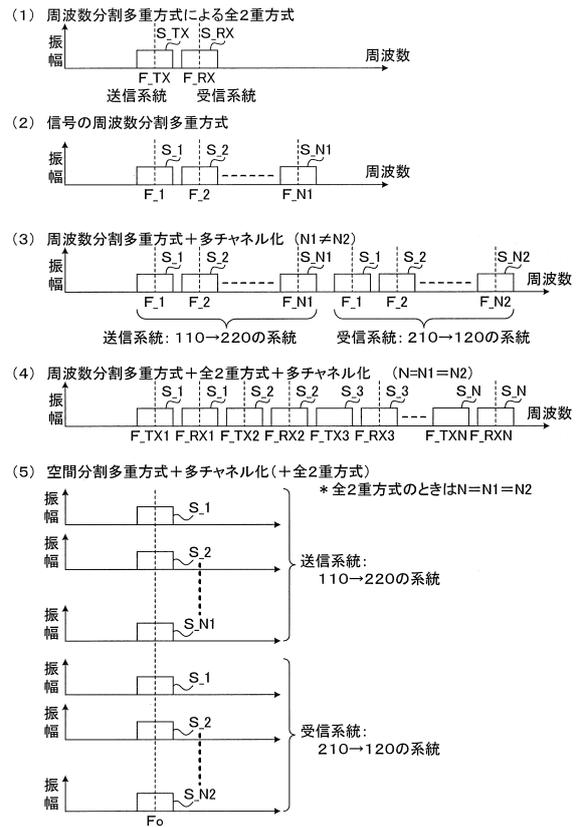
【 0 4 2 2 】

1 ... 無線伝送システム、4 ... 受信MIMOシステム、9 ... ミリ波信号伝送路、9A ... 誘電体伝送路、9B ... 自由空間伝送路、9L ... 中空導波路、100 ... 第1通信装置、103, 203 ... 半導体チップ、107, 207 ... 信号生成部、108, 208 ... 伝送路結合部、110, 210 ... 送信側信号生成部、115 ... 変調部、116 ... 周波数変換部、120, 220 ... 受信側信号生成部、125 ... 周波数変換部、126 ... 復調部、136, 236 ... アンテナ、200 ... 第2通信装置、210 ... 送信側信号生成部、220 ... 受信側信号生成部、603, 604 ... MIMO処理部、8300 ... 変調機能部、8302 ... 周波数混合部、8304 ... 送信側局部発振部、8400 ... 復調機能部、8402 ... 周波数混合部、8404 ... 受信側局部発振部

【 図 1 】



【 図 1 A 】



【図2】

<空間分割多重>

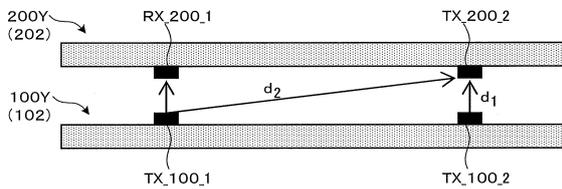
(1) 送受信間距離と伝搬損失の関係

$L[\text{dB}] = 10 \log_{10} ((4\pi d / \lambda)^2) \dots(A)$

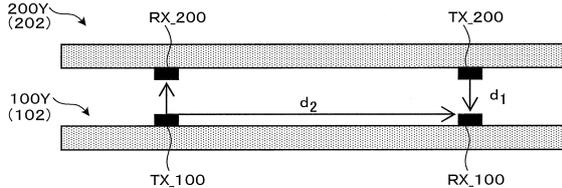
L: 伝搬損失
d: 2者(送受信)間の距離
 λ : 波長

$d_2 / d_1 = 10^{(DU/20)} \dots(B)$

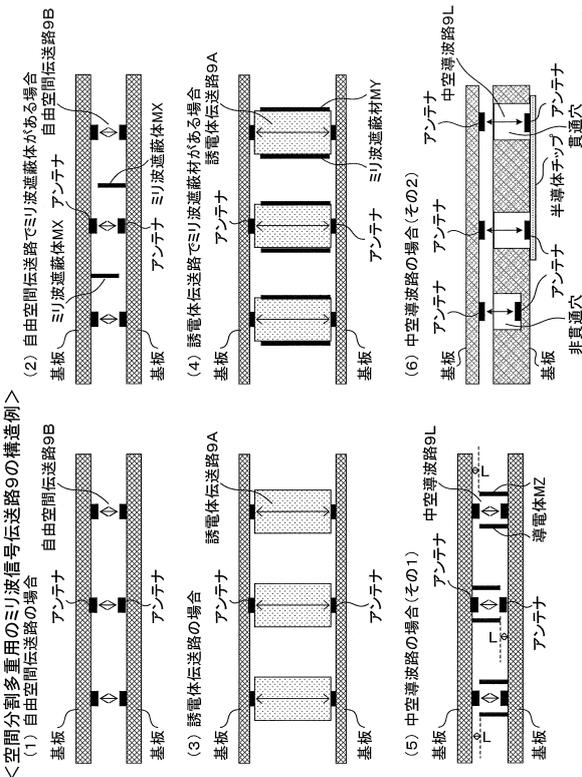
(2)



(3)



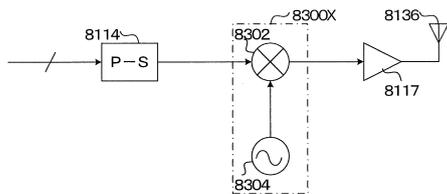
【図2A】



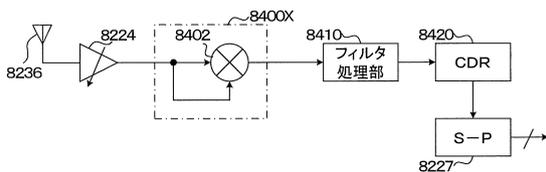
【図3】

<変調機能部と復調機能部:第1例>

(1) 変調機能部



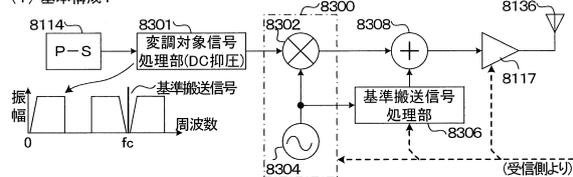
(2) 復調機能部



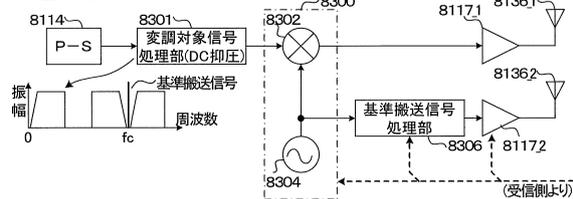
【図4】

<変調機能部の第2例:送信側信号生成部8110>

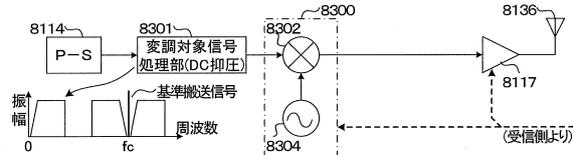
(1) 基本構成1



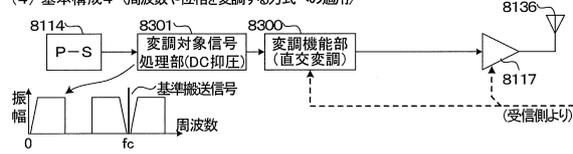
(2) 基本構成2



(3) 基本構成3 (振幅を変調する方式への適用)

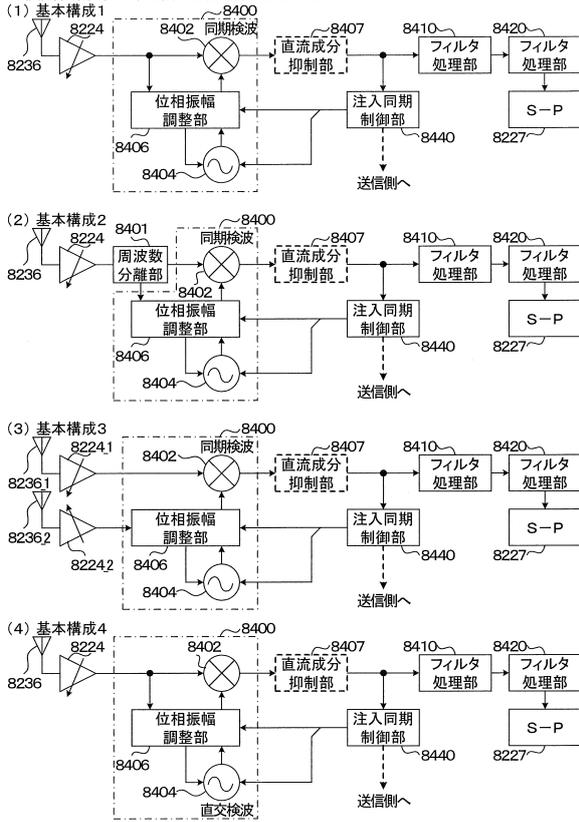


(4) 基本構成4 (周波数や位相を変調する方式への適用)



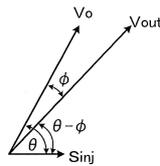
【図5】

＜復調機能部の第2例：受信側信号生成部8220＞



【図5A】

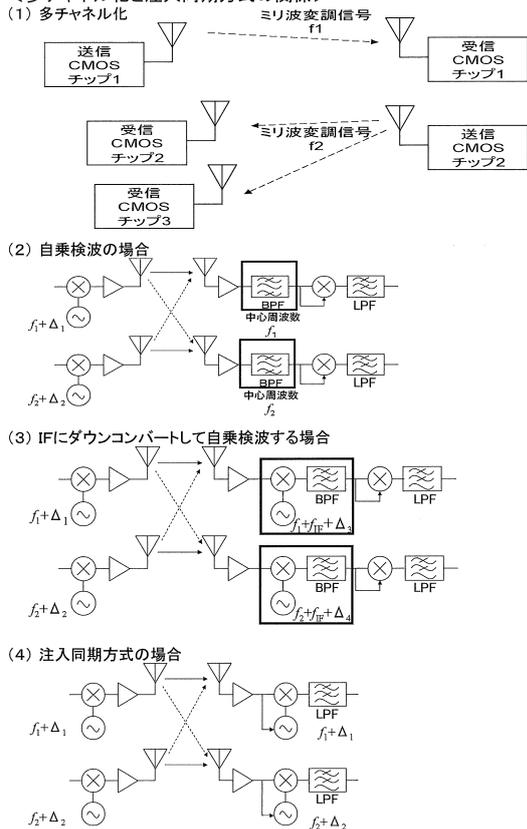
＜注入同期の位相関係＞



Vo : 受信側局部発振部8404の出力信号
 ※自走出力
 Vout : 受信側局部発振部8404の出力信号
 ※注入同期出力
 Sinj : 注入信号
 $\theta - \phi$: 同期検波用の位相シフト分
 (変調軸と基準搬送軸が同相時)

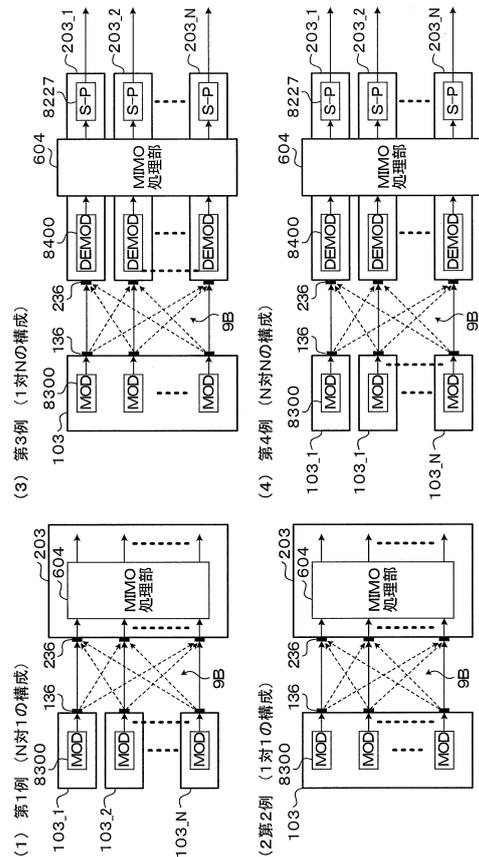
【図6】

＜多チャンネル化と注入同期方式の関係＞



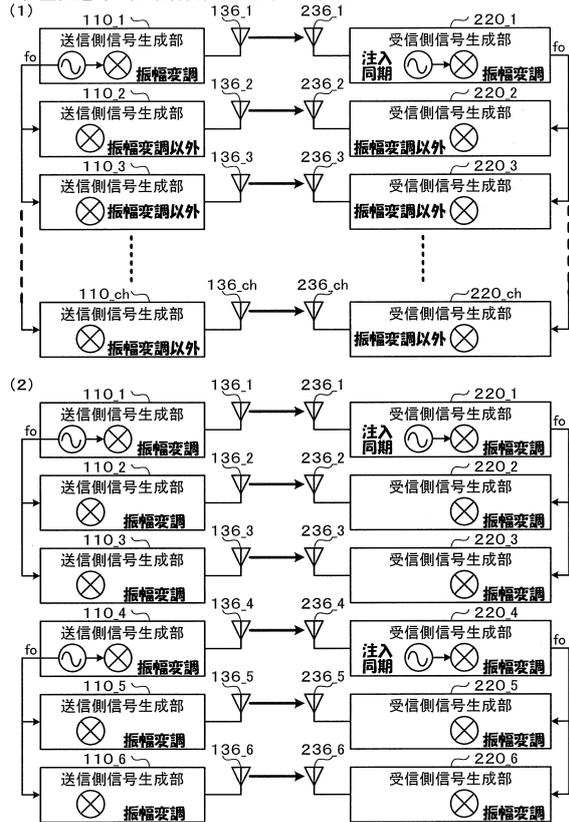
【図6A】

＜空間分割多重と受信側に適用するMIMO処理:基本的な仕組み＞



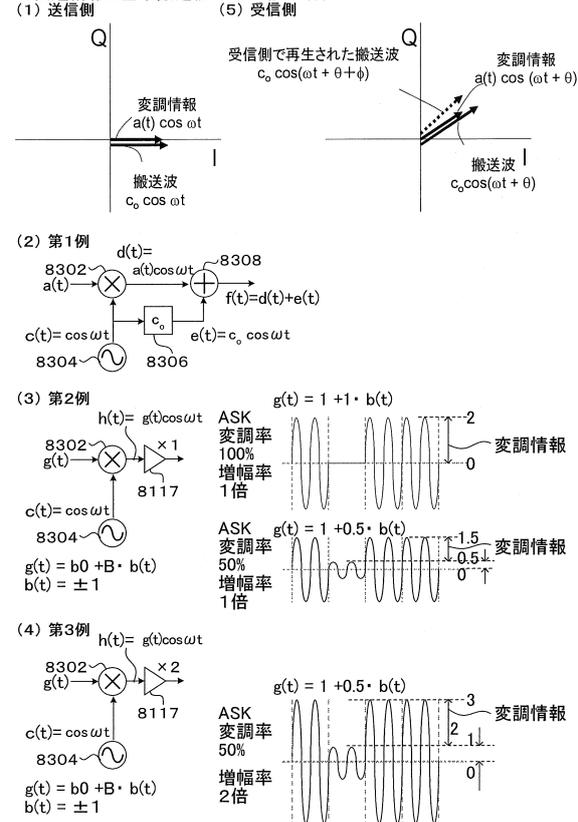
【図7】

<多重伝送時の回路規模低減:基本的な仕組み>



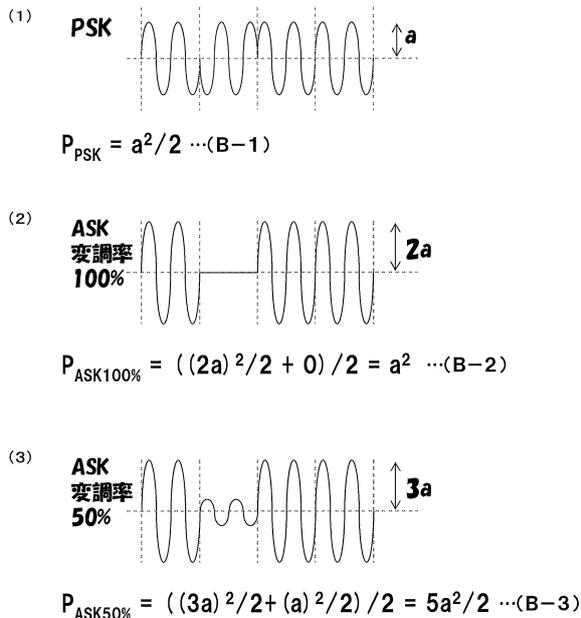
【図8】

<伝送情報と基準搬送信号が同相の場合>



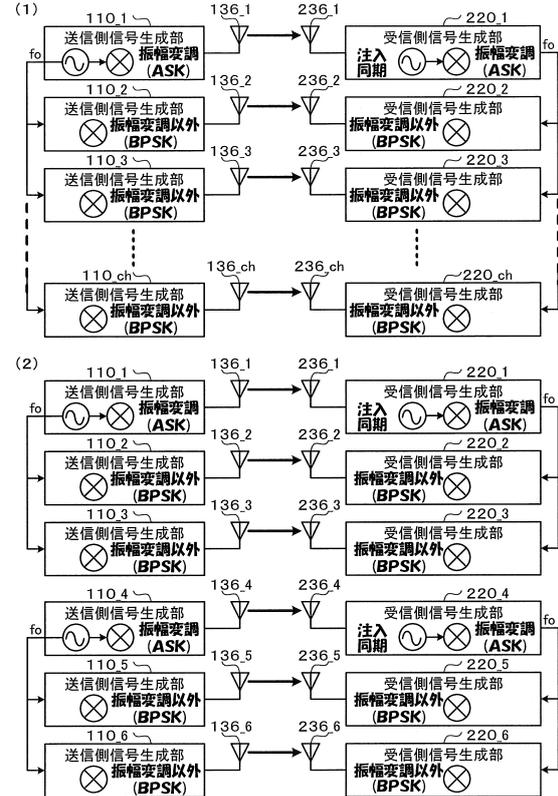
【図8A】

<変調方式と必要送信電力の関係>



【図8B】

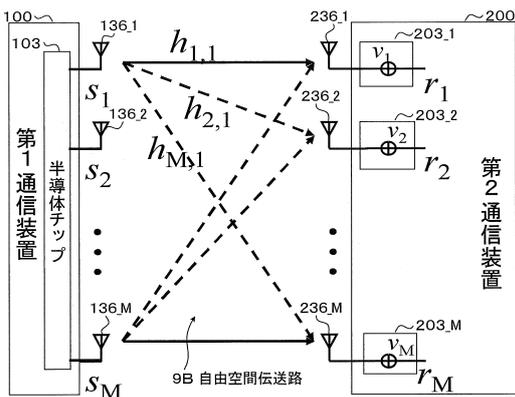
<多重伝送時の必要送信電力低減:基本的な仕組み>



【図9】

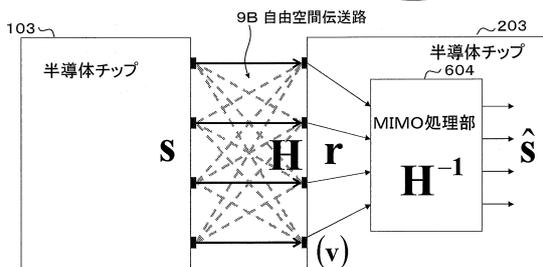
<受信側に適用するMIMO処理の演算手法:基本>

(1) チャネル行列について

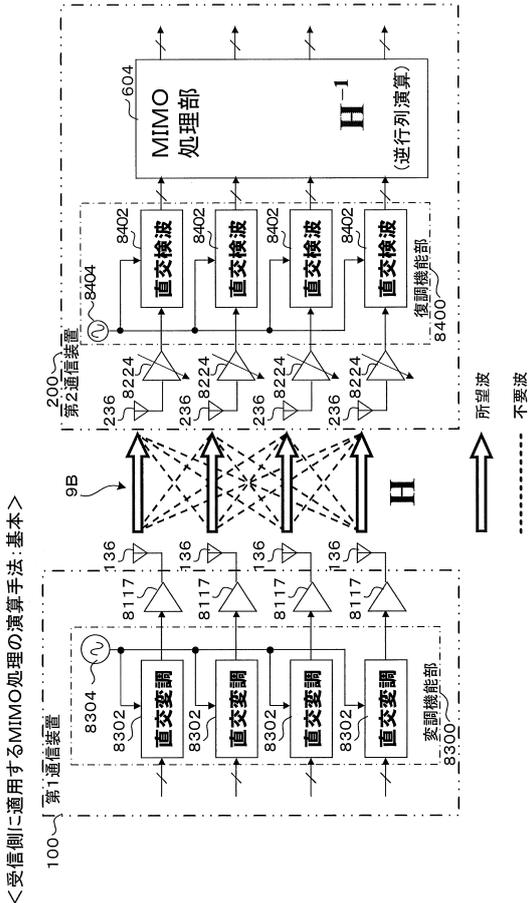


(2) 送受信信号の関係

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{H}^{-1} \mathbf{r} = \mathbf{H}^{-1} \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{H}^{-1} \mathbf{v} = \mathbf{s} + \mathbf{H}^{-1} \mathbf{v}$$



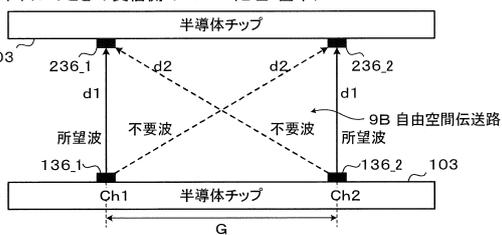
【図9A】



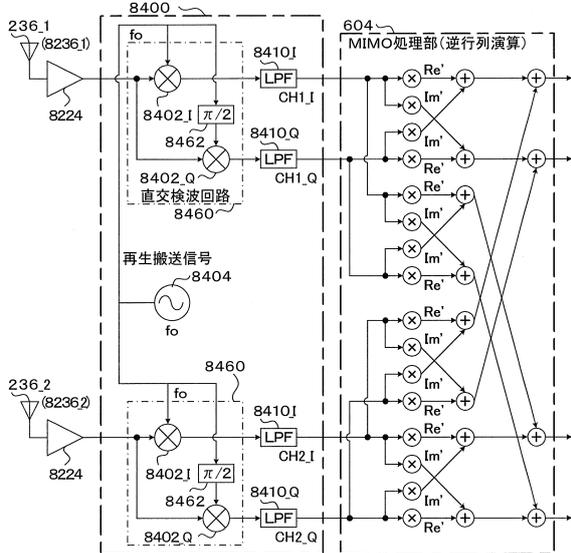
【図10】

<2チャンネルのときの受信側のMIMO処理:基本>

(1)



(2) 汎用的に考えられる回路構成

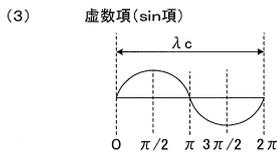
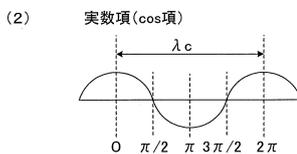


【図10A】

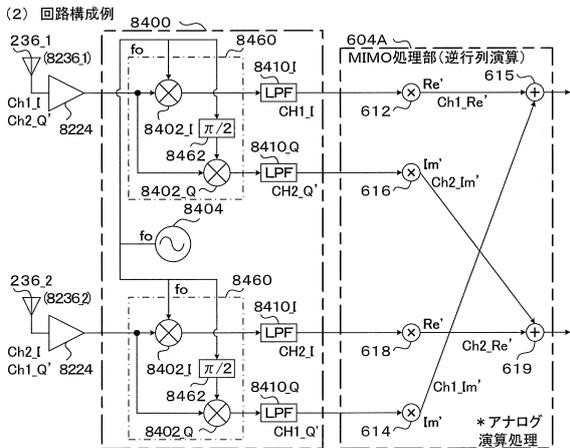
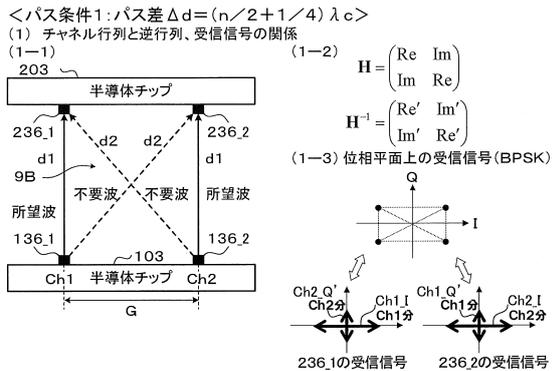
(1)

$$S_1(t) = A_1 e^{j\omega t}$$

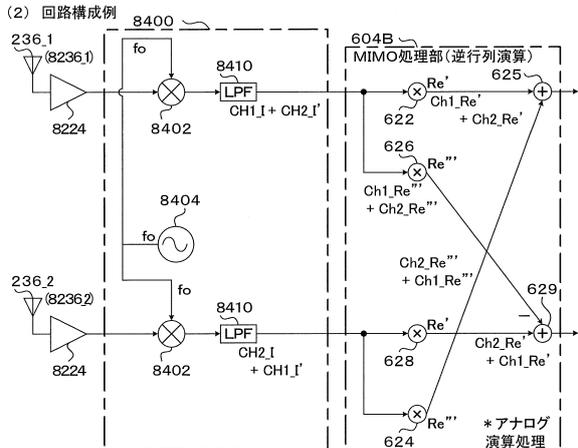
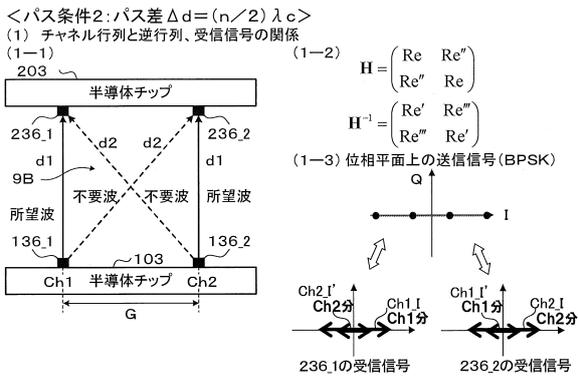
$$S_2(t) = A_2 e^{j\omega t}$$



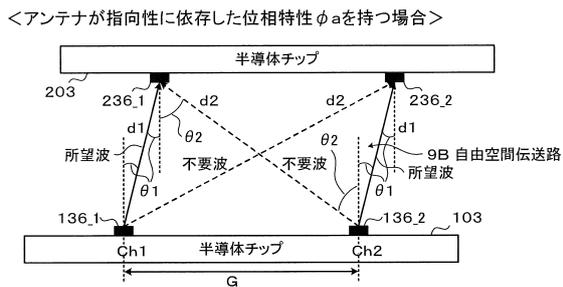
【図11】



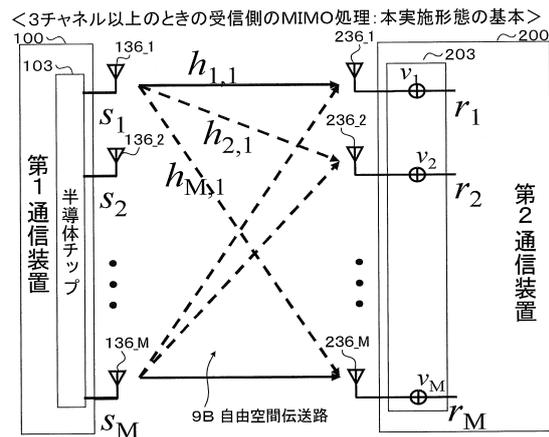
【図11A】



【図11B】



【図12】



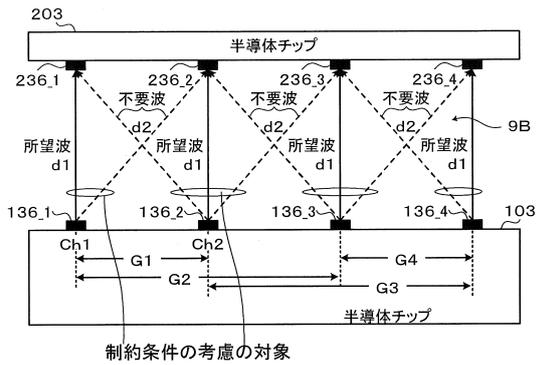
$$H = \begin{pmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \dots & h_{1,M} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \dots & h_{2,M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M,1} & h_{M,2} & \dots & h_{M,M} \end{pmatrix}_{M \times M}$$

* バス条件1のとき
 i=jの要素: 実数項Re
 i≠jの要素: 虚数項Im

* バス条件2のとき
 i=jの要素: 実数項Re
 i≠jの要素: 実数項Re

【図12A】

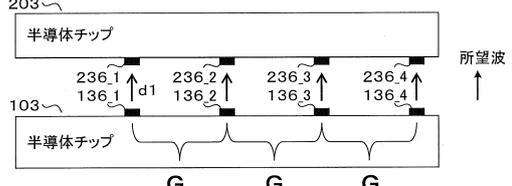
<3チャンネル以上のときの受信側のMIMO処理:実数乗算量の低減>



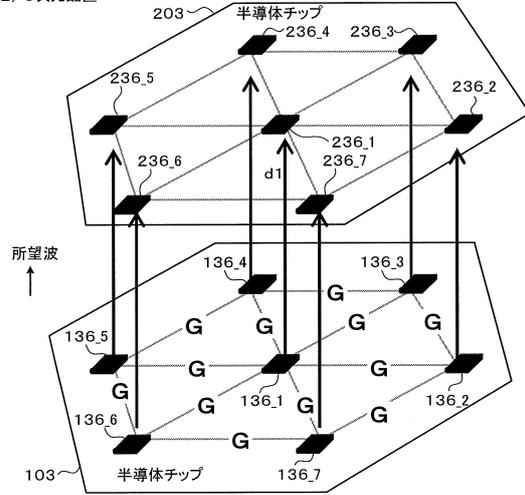
【図12B】

<3次元配置への適用>

(1) 2次元配置



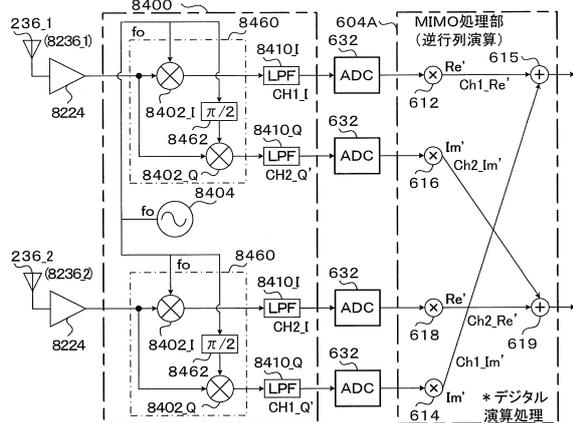
(2) 3次元配置



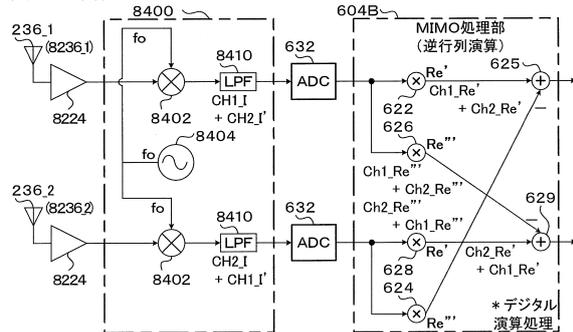
【図12C】

<デジタル処理への適用>

(1) パス条件1:パス差 $\Delta d = (n/2 + 1/4) \lambda c$



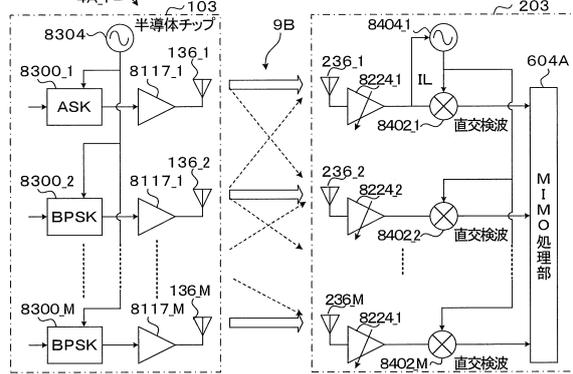
(2) パス条件2:パス差 $\Delta = (n/2) \lambda c$



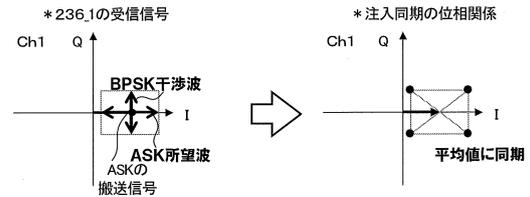
【図13】

<受信MIMOシステム:第1実施形態(第1例)>

(1) 構成

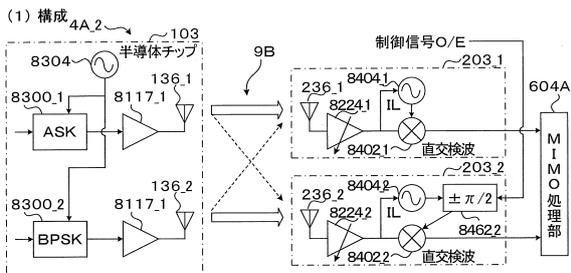


(2) 信号成分とASKの搬送信号の位相関係

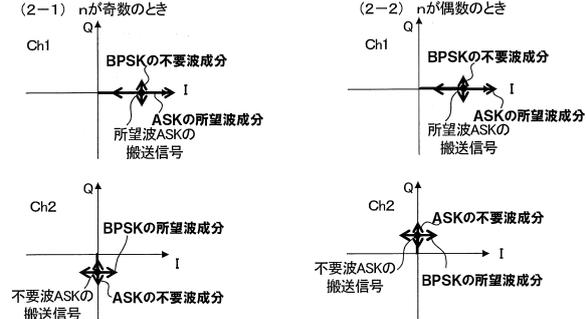


【図13A】

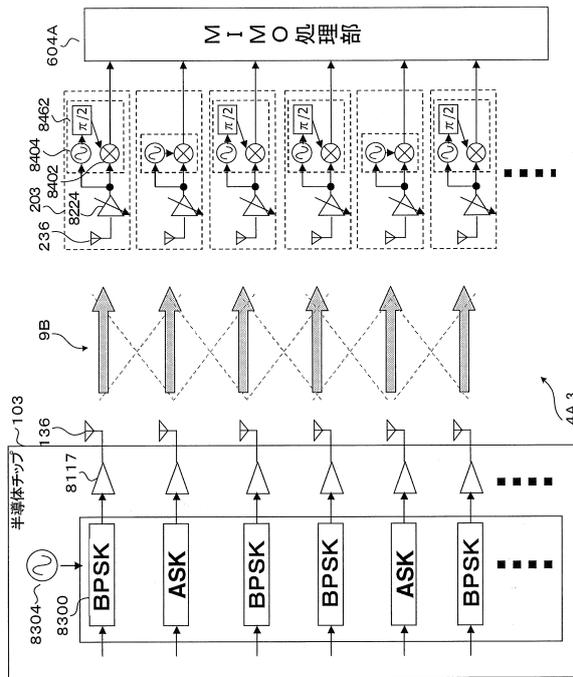
<受信MIMOシステム:第1実施形態(第2例)>



(2) 信号成分とASKの搬送信号の位相関係

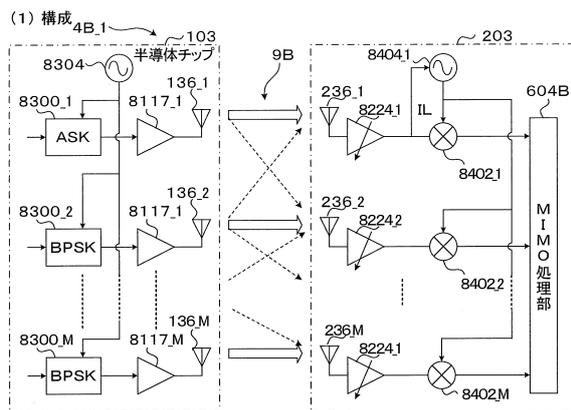


【図13B】

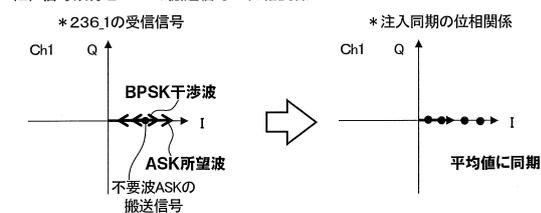


【図14】

<受信MIMOシステム:第2実施形態(第1例)>

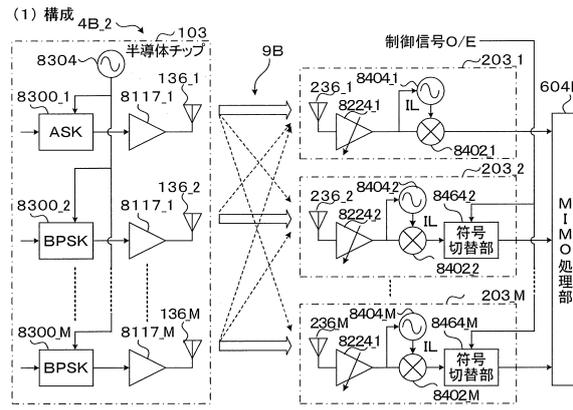


(2) 信号成分とASKの搬送信号の位相関係

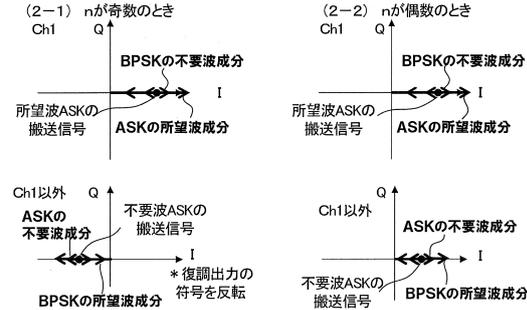


【図14A】

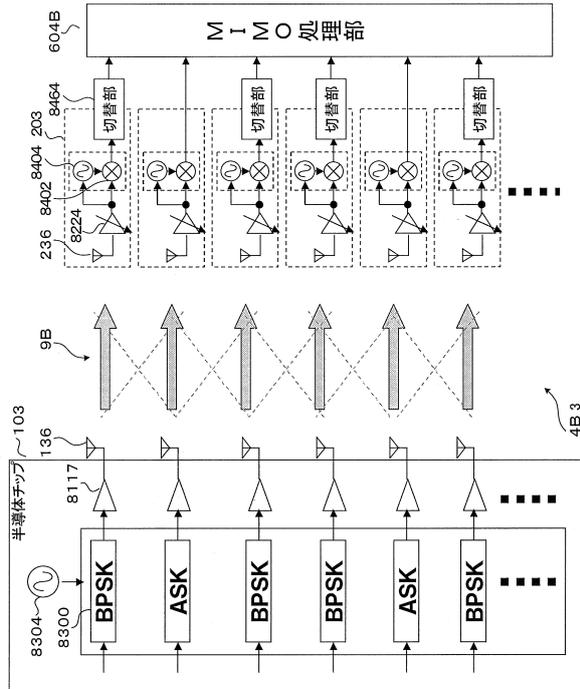
<受信MIMOシステム:第2実施形態(第2例)>



(2) 信号成分とASKの搬送信号の位相関係

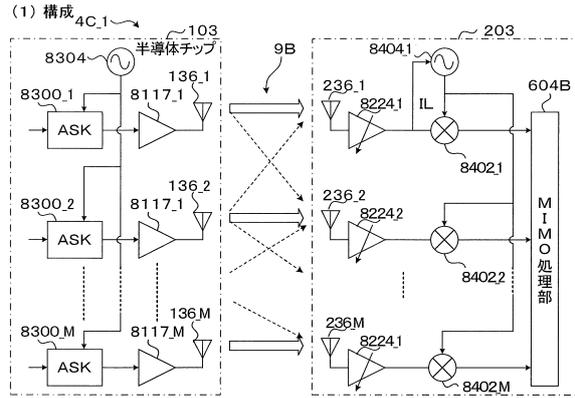


【図14B】

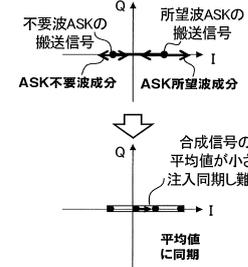


【図15】

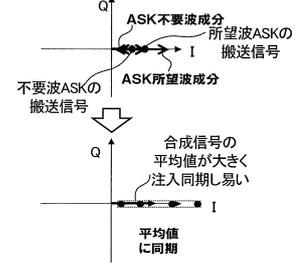
<受信MIMOシステム:第3実施形態(第1例)>



(2) 信号成分とASKの搬送信号の位相関係
(2-1) nが奇数のとき

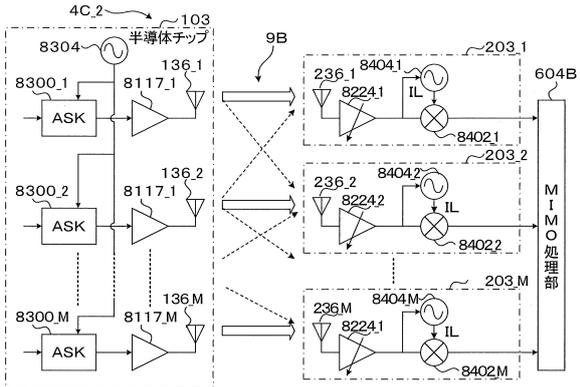


(2-2) nが偶数のとき



【図15A】

<受信MIMOシステム:第3実施形態(第2例)>



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2007-318730(JP,A)
特表2008-541639(JP,A)
国際公開第2009/017230(WO,A1)
特許第4708241(JP,B2)
特開2005-303607(JP,A)
特開2009-246764(JP,A)
特開2009-182894(JP,A)
国際公開第2009/026400(WO,A1)
西本 浩 外3名,室内伝搬実験に基づくアンテナ配置の違いによるMIMO-SDM特性比較,電子情報通信学会技術研究報告,2005年 2月24日,Vol.104, No.682, pp.123-128, RCS2004-387
柏木 一平 外1名,屋内環境における人体によるパス遮蔽モデルの一検討,電子情報通信学会技術研究報告,2006年 6月29日,Vol.106, No.140, pp.85-90, A-P2006-53

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04J 99/00
H04B 7/04