

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5358807号
(P5358807)

(45) 発行日 平成25年12月4日(2013.12.4)

(24) 登録日 平成25年9月13日(2013.9.13)

(51) Int. Cl.	F I		
HO4W 16/28 (2009.01)	HO4W 16/28	130	
HO4W 84/18 (2009.01)	HO4W 84/18		
HO4J 99/00 (2009.01)	HO4J 15/00		
HO4B 7/15 (2006.01)	HO4B 7/15	Z	
HO4B 7/04 (2006.01)	HO4B 7/04		
請求項の数 24 (全 101 頁) 最終頁に続く			

(21) 出願番号	特願2008-265807 (P2008-265807)	(73) 特許権者	000006507 横河電機株式会社 東京都武蔵野市中町2丁目9番32号
(22) 出願日	平成20年10月14日(2008.10.14)	(73) 特許権者	304021417 国立大学法人東京工業大学 東京都目黒区大岡山2丁目12番1号
(65) 公開番号	特開2009-232440 (P2009-232440A)	(73) 特許権者	504182255 国立大学法人横浜国立大学 神奈川県横浜市保土ヶ谷区常盤台79番1号
(43) 公開日	平成21年10月8日(2009.10.8)	(74) 代理人	100078776 弁理士 安形 雄三
審査請求日	平成23年10月14日(2011.10.14)	(74) 代理人	100114269 弁理士 五十嵐 貞喜
(31) 優先権主張番号	特願2008-45318 (P2008-45318)		
(32) 優先日	平成20年2月26日(2008.2.26)		
(33) 優先権主張国	日本国(JP)		
最終頁に続く			

(54) 【発明の名称】 マルチホップ無線通信システム

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

中継機能を有する複数のノード装置を有し、前記各ノード装置は、複数本のMIMOアンテナを搭載するとともに、前記各ノード装置間に、前向きリンク又は後向きリンクを張ることにより、無線通信システムを構築するマルチホップ無線通信システムであって、

ネットワークコーディングの受信方式に、多入力多出力(MIMO)方式を適用し、更に、時空間ブロック符号化(STBC)方式を適用し、

前記ノード装置は、

前記アンテナにて無線受信した無線受信信号から、STBC受信データ生成処理を行い、STBC受信データを生成する、STBC受信データ生成手段と、

前記アンテナにて無線受信したトレーニング信号から推定されたチャネル情報から、STBCチャネル行列生成処理を行い、STBC等価チャネル行列を生成する、STBCチャネル行列生成手段と、

生成されたSTBC等価チャネル行列と、生成されたSTBC受信データとから、MIMO検波処理を行い、推定シンボルを推定するMIMO検波手段と、

推定された推定シンボルから、ネットワーク復号処理を行い、前向きリンク及び後向きリンクへの連続する2シンボルの中継信号を生成するネットワーク復号手段と、

宛先制御処理を行う中継制御手段と、

生成された中継信号から、連続する2つの送信シンボルのネットワーク符号化処理を行い、連続する2つの送信信号を生成する、ネットワーク符号化手段と、

前記ネットワーク符号化手段で生成された送信信号から、S T B C送信データ生成処理を行い、S T B C送信データを生成する、S T B C送信データ生成手段と、

生成されたS T B C送信データに、トレーニング信号を付加して、トレーニング信号付加処理を行うトレーニング信号付加手段と、

を備え、

トレーニング信号が付加されたS T B C送信データを、無線送信信号として送信することを特徴とするマルチホップ無線通信システム。

【請求項2】

前記中継制御手段は、生成された中継信号が自ノード宛の信号であるか、又は、他ノード宛の信号であるかを判断する前記宛先制御処理を行い、生成された中継信号が自ノード宛の信号であると判断された場合に、前記ノード装置の処理は終了し、一方、生成された中継信号が他ノード宛の信号であると判断された場合、生成された中継信号を前タイムスロット送信データとして、次のタイムスロットのネットワーク復号処理を行うために、保存する請求項1に記載のマルチホップ無線通信システム。

10

【請求項3】

前記M I M O検波処理では、M I M O受信にZ Fアルゴリズム又はM M S Eアルゴリズムを用いる請求項2に記載のマルチホップ無線通信システム。

【請求項4】

前記マルチホップ無線通信システムでは、第(k - 1)ノードと第(k + 1)ノードが送信状態の場合、第(k - 1)ノードの連続する2つの送信信号

20

$$s_1^{k-1}, s_2^{k-1}$$

は次の2つの数式を用いて、モデル化され、

$$s_1^{k-1} = s_{F1}^{k-1} + s_{B1}^{k-1} \quad \text{mod } q$$

$$s_2^{k-1} = s_{F2}^{k-1} + s_{B2}^{k-1} \quad \text{mod } q$$

また、第(k + 1)ノードの連続する2つの送信信号

$$s_1^{k+1}, s_2^{k+1}$$

30

は次の2つの数式を用いて、モデル化され、

$$s_1^{k+1} = s_{F1}^{k+1} + s_{B1}^{k+1} \quad \text{mod } q$$

$$s_2^{k+1} = s_{F2}^{k+1} + s_{B2}^{k+1} \quad \text{mod } q$$

ただし、

$$s_{F1}^{k-1}, s_{F2}^{k-1}$$

は第(k - 1)ノードの前向きリンクへの連続する2つの送信シンボルであり、

$$s_{B1}^{k-1}, s_{B2}^{k-1}$$

40

は第(k - 1)ノードの後向きリンクへの連続する2つの送信シンボルであり、

$$s_{F1}^{k+1}, s_{F2}^{k+1}$$

は第(k + 1)ノードの前向きリンクへの連続する2つの送信シンボルであり、

$$s_{B1}^{k+1}, s_{B2}^{k+1}$$

は第(k + 1)ノードの後向きリンクへの連続する2つの送信シンボル(送信信号)であり、qはラティス符号化の格子サイズである請求項3に記載のマルチホップ無線通信システム。

50

【請求項 5】

前記 S T B C 送信データ生成手段では、

第 (k - 1) ノードについて、連続する 2 つの送信信号

$$s_1^{k-1}, s_2^{k-1}$$

を用いて、

$$\mathbf{X}^{k-1} = \begin{bmatrix} s_1^{k-1} & -(s_2^{k-1})^* \\ s_2^{k-1} & (s_1^{k-1})^* \end{bmatrix}$$

10

に基づき、2 時刻にわたる 4 つの送信シンボルを含む S T B C 送信データ (1 時刻、2 時刻にわたる送信信号行列

$$\mathbf{X}^{k-1})$$

を生成し、

また、第 (k + 1) ノードについて、連続する 2 つの送信信号

$$s_1^{k+1}, s_2^{k+1}$$

を用いて、

$$\mathbf{X}^{k+1} = \begin{bmatrix} s_1^{k+1} & -(s_2^{k+1})^* \\ s_2^{k+1} & (s_1^{k+1})^* \end{bmatrix}$$

20

に基づき、2 時刻にわたる 4 つの送信シンボルを含む S T B C 送信データ (1 時刻、2 時刻にわたる送信信号行列

$$\mathbf{X}^{k+1})$$

を生成する請求項 4 に記載のマルチホップ無線通信システム。

30

【請求項 6】

第 k ノードが受信状態の場合に、前記 S T B C 受信データ生成手段では、第 (k - 1) ノード及び第 (k + 1) ノードの S T B C 送信データを前記アンテナにて受信し、次の数式に基づき、S T B C 受信データを生成し、

$$\mathbf{y} = \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{n}$$

ただし、

$$\mathbf{y} \in C^4$$

は第 k ノードの時刻 1 と時刻 2 にわたる等価受信信号ベクトルであり、

40

$$\mathbf{y} = [y_{11}, y_{12}^*, y_{21}, y_{22}^*]^T$$

で表し、

$$\mathbf{s} \in C^4$$

は送信信号ベクトルであり、

$$\mathbf{s} = [s_1^{k-1}, s_2^{k-1}, s_1^{k+1}, s_2^{k+1}]^T$$

50

で表し、

$$\mathbf{n} \in \mathbb{C}^4$$

は時刻 1 と時刻 2 の等価加法性雑音ベクトルであり、

$$\mathbf{n} = [n_{11}, n_{12}^*, n_{21}, n_{22}^*]^T$$

で表し、また、

$$\mathbf{H}_e \in \mathbb{C}^{4 \times 4}$$

10

は第 k ノードの S T B C 等価チャネル行列であり、ブロック直交行列となっている請求項 5 に記載のマルチホップ無線通信システム。

【請求項 7】

前記 M I M O 検波手段では、第 k ノードについて、次の数式に基づき、M I M O 受信により、推定シンボル

$$\hat{\mathbf{s}}$$

を推定する M I M O 検波処理を行い、

$$\hat{\mathbf{s}} = [\hat{s}_1^{k-1}, \hat{s}_2^{k-1}, \hat{s}_1^{k+1}, \hat{s}_2^{k+1}]^T = \mathbf{W}_k^H \mathbf{y}$$

20

ただし、

$$\mathbf{W}_k \in \mathbb{C}^{4 \times 4}$$

は第 k ノードの受信ウェイト行列であり、

$$\mathbf{y}$$

は第 k ノードの S T B C 受信データであり、

M I M O 受信に Z F アルゴリズムを用いる場合に、第 k ノードの受信ウェイト行列

$$\mathbf{W}_k$$

30

は、次の数式によって計算され、

$$\mathbf{W}_k = \mathbf{H}_e \left(\mathbf{H}_e^H \mathbf{H}_e \right)^{-1}$$

ただし、

$$\mathbf{H}_e$$

は第 k ノードの S T B C 等価チャネル行列であり、

また、M I M O 受信に M M S E アルゴリズムを用いる場合に、第 k ノードの受信ウェイト行列

$$\mathbf{W}_k$$

40

は、次の数式によって計算され、

$$\mathbf{W}_k = \mathbf{H}_e \left(\mathbf{H}_e^H \mathbf{H}_e + \frac{2\sigma^2}{P} \mathbf{I} \right)^{-1}$$

ただし、 P はノードあたりの総送信電力であり、 σ^2 は受信アンテナあたりの雑音電力である請求項 6 に記載のマルチホップ無線通信システム。

【請求項 8】

中継機能を有する複数のノード装置を有し、前記各ノード装置は、複数本の M I M O ア

50

ンテナを搭載するとともに、前記各ノード装置間に、前向きリンク又は後向きリンクを張ることにより、無線通信システムを構築するマルチホップ無線通信システムであって、

前記ノード装置は、

前記アンテナにて無線受信したトレーニング信号から推定されたチャネル情報と、前記アンテナにて無線受信した無線受信信号とから、MIMO検波処理を行い、推定シンボルを推定するMIMO検波手段と、

推定された推定シンボルから、ネットワーク復号処理を行い、中継信号を生成するネットワーク復号手段と、

宛先制御処理を行う中継制御手段と、

生成された中継信号から、ネットワーク符号化処理を行い、送信信号を生成する、ネットワーク符号化手段と、

前記ネットワーク符号化手段で生成された送信信号にトレーニング信号を付加して、トレーニング信号付加処理を行うトレーニング信号付加手段と、

を備え、

トレーニング信号が付加された送信信号を、無線送信信号として送信することを特徴とするマルチホップ無線通信システム。

【請求項 9】

前記中継制御手段は、生成された中継信号が自ノード宛の信号であるか、又は、他ノード宛の信号であるかを判断する前記宛先制御処理を行い、生成された中継信号が自ノード宛の信号であると判断された場合に、前記ノード装置の処理は終了し、一方、生成された中継信号が他ノード宛の信号であると判断された場合、生成された中継信号を前タイムスロット送信データとして、次のタイムスロットのネットワーク復号処理を行うために、保存する請求項 8 に記載のマルチホップ無線通信システム。

【請求項 10】

前記MIMO検波処理では、MIMO受信にZFアルゴリズム又はMMSEアルゴリズムを用いる請求項 9 に記載のマルチホップ無線通信システム。

【請求項 11】

中継機能を有する複数のノード装置を有し、前記各ノード装置は、複数のMIMOアンテナを搭載するとともに、前記各ノード装置間に無線リンクを張ることにより、2つの経路が1つのノード装置で交差するクロス型2次元マルチホップ通信システムを構築するマルチホップ無線通信システムであって、

前記各ノード装置は、受信状態と送信状態を交互に繰り返すようになっており、送受信処理を行い、データを中継伝送し、

交差点ノード装置及び当該交差点ノード装置に隣接する隣接ノード装置に、2次元MIMOネットワークコーディングを適用することにより、単一チャネルで2次元の双方向フローのマルチホップ中継を実現することを特徴とするマルチホップ無線通信システム。

【請求項 12】

中継機能を有する複数のノード装置を有し、前記各ノード装置は、複数のMIMOアンテナを搭載するとともに、前記各ノード装置間に無線リンクを張ることにより、2つの経路が4つのノード装置を介して交差するロータリー型2次元マルチホップ通信システムを構築するマルチホップ無線通信システムであって、

前記各ノード装置は、受信状態と送信状態を交互に繰り返すようになっており、送受信処理を行い、データを中継伝送し、

ロータリーノード装置及び当該ロータリーノード装置に隣接する隣接ノード装置に、2次元MIMOネットワークコーディングを適用することにより、単一チャネルで2次元のロータリー型の双方向フローのマルチホップ中継を実現することを特徴とするマルチホップ無線通信システム。

【請求項 13】

中継機能を有する複数のノード装置を有し、前記各ノード装置は、複数のMIMOアンテナを搭載するとともに、前記各ノード装置間に無線リンクを張ることにより、2つの経

10

20

30

40

50

路が部分的に結合し、部分的に結合した経路が共通経路を構成するツリー型 2 次元マルチホップ通信システムを構築するマルチホップ無線通信システムであって、

前記各ノード装置は、受信状態と送信状態を交互に繰り返すようになっており、送受信処理を行い、データを中継伝送し、

前記共通経路上のノード装置及びそれに隣接する隣接ノード装置に、2次元MIMOネットワークコーディングを適用することにより、単一チャンネルで2次元のツリー型の双方向フローのマルチホップ中継を実現することを特徴とするマルチホップ無線通信システム。

【請求項 14】

前記 2 つの経路は経路 H と経路 V であり、

前記 2 次元 MIMO ネットワークコーディングが適用されたノード装置は、

前記アンテナにて無線受信したトレーニング信号から推定されたチャンネル情報と、前記アンテナにて無線受信した無線受信信号とから、MIMO 検波処理を行い、推定シンボルを推定する MIMO 検波手段と、

前記 MIMO 検波手段にて推定された前向きリンク及び後向きリンクの推定シンボルから、経路 H におけるネットワーク復号処理を行い、経路 H の中継信号を生成する、経路 H におけるネットワーク復号手段と、

経路 H における宛先制御処理を行う、経路 H における中継制御手段と、

生成された経路 H の中継信号から、経路 H におけるネットワーク符号化処理を行い、経路 H の送信信号を生成する、経路 H におけるネットワーク符号化手段と、

前記経路 H におけるネットワーク符号化手段にて生成された経路 H の送信信号に、経路 H におけるトレーニング信号を付加して、経路 H におけるトレーニング信号付加処理を行う、経路 H におけるトレーニング信号付加手段と、

前記 MIMO 検波手段にて推定された上向きリンク及び下向きリンクの推定シンボルから、経路 V におけるネットワーク復号処理を行い、経路 V の中継信号を生成する、経路 V におけるネットワーク復号手段と、

経路 V における宛先制御処理を行う、経路 V における中継制御手段と、

生成された経路 V の中継信号から、経路 V におけるネットワーク符号化処理を行い、経路 V の送信信号を生成する、経路 V におけるネットワーク符号化手段と、

前記経路 V におけるネットワーク符号化手段にて生成された経路 V の送信信号に、経路 V におけるトレーニング信号を付加して、経路 V におけるトレーニング信号付加処理を行う、経路 V におけるトレーニング信号付加手段と、

を備え、

経路 H におけるトレーニング信号が付加された経路 H におけるネットワーク符号化された送信データと、経路 V におけるトレーニング信号が付加された経路 V におけるネットワーク符号化された送信データに対し、MIMO 空間多重処理を行ってから無線送信信号として送信する請求項 11 乃至請求項 13 の何れかに記載のマルチホップ無線通信システム。

【請求項 15】

前記経路 H における中継制御手段は、生成された経路 H の中継信号が自ノード宛の信号であるか、又は、他ノード宛の信号であるかを判断する前記経路 H における宛先制御処理を行い、生成された経路 H の中継信号が自ノード宛の信号であると判断された場合に、前記ノード装置の処理は終了し、一方、生成された経路 H の中継信号が他ノード宛の信号であると判断された場合、生成された経路 H の中継信号を、経路 H における前タイムスロット送信データとして、次のタイムスロットの経路 H におけるネットワーク復号処理を行うために、保存し、

前記経路 V における中継制御手段は、生成された経路 V の中継信号が自ノード宛の信号であるか、又は、他ノード宛の信号であるかを判断する前記経路 V における宛先制御処理を行い、生成された経路 V の中継信号が自ノード宛の信号であると判断された場合に、前記ノード装置の処理は終了し、一方、生成された経路 V の中継信号が他ノード宛の信号で

10

20

30

40

50

あると判断された場合、生成された経路Vの中継信号を、経路Vにおける前タイムスロット送信データとして、次のタイムスロットの経路Vにおけるネットワーク復号処理を行うために、保存する請求項14に記載のマルチホップ無線通信システム。

【請求項16】

前記MIMO検波処理では、MIMO受信にZFアルゴリズム又はMMSEアルゴリズムを用いる請求項15に記載のマルチホップ無線通信システム。

【請求項17】

前記複数のノード装置から、前記2次元MIMOネットワークコーディングが適用されたノード装置を除いて残ったノード装置に、1次元MIMOネットワークコーディングを適用する請求項11乃至請求項16の何れかに記載のマルチホップ無線通信システム。

10

【請求項18】

中継機能を有する複数のノード装置を有し、前記各ノード装置は、複数のMIMOアンテナを搭載するとともに、前記各ノード装置間に無線リンクを張ることにより、2つの経路が1つのノード装置で交差するクロス型2次元マルチホップ通信システムを構築するマルチホップ無線通信システムであって、

前記各ノード装置は、受信状態と送信状態を交互に繰り返すようになっており、送受信処理を行い、データを中継伝送し、

交差点ノード装置及び当該交差点ノード装置に隣接する隣接ノード装置に、2次元STBC-MIMOネットワークコーディングを適用することにより、単一チャネルで2次元のSTBC処理された双方向フローのマルチホップ中継を実現することを特徴とするマルチホップ無線通信システム。

20

【請求項19】

中継機能を有する複数のノード装置を有し、前記各ノード装置は、複数のMIMOアンテナを搭載するとともに、前記各ノード装置間に無線リンクを張ることにより、2つの経路が4つのノード装置を介して交差するロータリー型2次元マルチホップ通信システムを構築するマルチホップ無線通信システムであって、

前記各ノード装置は、受信状態と送信状態を交互に繰り返すようになっており、送受信処理を行い、データを中継伝送し、

ロータリーノード装置及び当該ロータリーノード装置に隣接する隣接ノード装置に、2次元STBC-MIMOネットワークコーディングを適用することにより、単一チャネルで2次元のロータリー型のSTBC処理された双方向フローのマルチホップ中継を実現することを特徴とするマルチホップ無線通信システム。

30

【請求項20】

中継機能を有する複数のノード装置を有し、前記各ノード装置は、複数のMIMOアンテナを搭載するとともに、前記各ノード装置間に無線リンクを張ることにより、2つの経路が部分的に結合し、部分的に結合した経路が共通経路を構成するツリー型2次元マルチホップ通信システムを構築するマルチホップ無線通信システムであって、

前記各ノード装置は、受信状態と送信状態を交互に繰り返すようになっており、送受信処理を行い、データを中継伝送し、

前記共通経路上のノード装置及びそれに隣接する隣接ノード装置に、2次元STBC-MIMOネットワークコーディングを適用することにより、単一チャネルで2次元のツリー型のSTBC処理された双方向フローのマルチホップ中継を実現することを特徴とするマルチホップ無線通信システム。

40

【請求項21】

前記2つの経路は経路Hと経路Vであり、

前記2次元STBC-MIMOネットワークコーディングが適用されたノード装置は、前記アンテナにて無線受信した無線受信信号から、STBC受信データ生成処理を行い、STBC受信データを生成する、STBC受信データ生成手段と、

前記アンテナにて無線受信したトレーニング信号から推定されたチャネル情報から、STBCチャネル行列生成処理を行い、STBC等価チャネル行列を生成する、STBCチ

50

チャンネル行列生成手段と、

生成された S T B C 等価チャンネル行列と、生成された S T B C 受信データとから、M I M O 検波処理を行い、推定シンボルを推定する M I M O 検波手段と、

前記 M I M O 検波手段にて推定された前向きリンク及び後向きリンクの推定シンボルから、経路 H におけるネットワーク復号処理を行い、前向きリンク及び後向きリンクへの連続する 2 シンボルの経路 H の中継信号を生成する、経路 H におけるネットワーク復号手段と、

経路 H における宛先制御処理を行う、経路 H における中継制御手段と、

生成された経路 H の中継信号から、連続する 2 つの送信シンボルの経路 H におけるネットワーク符号化処理を行い、連続する 2 つの経路 H の送信信号を生成する、経路 H におけるネットワーク符号化手段と、

前記経路 H におけるネットワーク符号化手段にて生成された経路 H の送信信号から、経路 H における S T B C 送信データ生成処理を行い、経路 H における S T B C 送信データを生成する、経路 H における S T B C 送信データ生成手段と、

生成された経路 H における S T B C 送信データに、経路 H におけるトレーニング信号を付加して、経路 H におけるトレーニング信号付加処理を行う、経路 H におけるトレーニング信号付加手段と、

前記 M I M O 検波手段にて推定された上向きリンク及び下向きリンクの推定シンボルから、経路 V におけるネットワーク復号処理を行い、上向きリンク及び下向きリンクへの連続する 2 シンボルの経路 V の中継信号を生成する、経路 V におけるネットワーク復号手段と、

経路 V における宛先制御処理を行う、経路 V における中継制御手段と、

生成された経路 V の中継信号から、連続する 2 つの送信シンボルの経路 V におけるネットワーク符号化処理を行い、連続する 2 つの経路 V の送信信号を生成する、経路 V におけるネットワーク符号化手段と、

前記経路 V におけるネットワーク符号化手段にて生成された経路 V の送信信号から、経路 V における S T B C 送信データ生成処理を行い、経路 V における S T B C 送信データを生成する、経路 V における S T B C 送信データ生成手段と、

生成された経路 V における S T B C 送信データに、経路 V におけるトレーニング信号を付加して、経路 V におけるトレーニング信号付加処理を行う、経路 V におけるトレーニング信号付加手段と、

を備え、

経路 H におけるトレーニング信号が付加された経路 H における S T B C 送信データと、経路 V におけるトレーニング信号が付加された経路 V における S T B C 送信データに対し、M I M O 空間多重処理を行ってから無線送信信号として送信する請求項 18 乃至請求項 20 の何れかに記載のマルチホップ無線通信システム。

【請求項 22】

前記経路 H における中継制御手段は、生成された経路 H の中継信号が自ノード宛の信号であるか、又は、他ノード宛の信号であるかを判断する前記経路 H における宛先制御処理を行い、生成された経路 H の中継信号が自ノード宛の信号であると判断された場合に、前記ノード装置の処理は終了し、一方、生成された経路 H の中継信号が他ノード宛の信号であると判断された場合、生成された経路 H の中継信号を、経路 H における前タイムスロット送信データとして、次のタイムスロットの経路 H におけるネットワーク復号処理を行うために、保存し、

前記経路 V における中継制御手段は、生成された経路 V の中継信号が自ノード宛の信号であるか、又は、他ノード宛の信号であるかを判断する前記経路 V における宛先制御処理を行い、生成された経路 V の中継信号が自ノード宛の信号であると判断された場合に、前記ノード装置の処理は終了し、一方、生成された経路 V の中継信号が他ノード宛の信号であると判断された場合、生成された経路 V の中継信号を、経路 V における前タイムスロット送信データとして、次のタイムスロットの経路 V におけるネットワーク復号処理を行う

10

20

30

40

50

ために、保存する請求項 2 1 に記載のマルチホップ無線通信システム。

【請求項 2 3】

前記 M I M O 検波処理では、M I M O 受信に Z F アルゴリズム又は M M S E アルゴリズムを用いる請求項 2 2 に記載のマルチホップ無線通信システム。

【請求項 2 4】

前記複数のノード装置から、前記 2 次元 S T B C - M I M O ネットワークコーディングが適用されたノード装置を除いて残ったノード装置に、1 次元 S T B C - M I M O ネットワークコーディングを適用する請求項 1 8 乃至請求項 2 3 の何れかに記載のマルチホップ無線通信システム。

【発明の詳細な説明】

10

【技術分野】

【0001】

本発明は、送信元ノードと宛先ノードとの間に、他の中継ノードを経由して情報（データ）を無線伝送するマルチホップ無線通信技術に関する。

【背景技術】

【0002】

時間や場所に拘束されることなく、社会生活に関するあらゆる情報の取得を可能にするユビキタスネットワーク社会への期待が膨らんでいる。ユビキタスネットワーク社会の実現には、通信事業者が提供する公衆系無線ネットワークのみならず、家庭・オフィスなどのプライベートな空間でユーザ自らが設置・運営する無線ネットワーク（プライベート無線ネットワーク）が構築され、それらの相互補完が必要となる。多種多様な無線ノード（以下、単に「ノード」と言う。）が遍在する環境でのネットワークを実現する手法の1つとして、ノード間の直接通信だけでなく、他のノードを経由して情報（データ）を伝送するマルチホップ無線通信システム（マルチホップ無線ネットワーク）が注目されている。

20

【0003】

マルチホップ無線ネットワークは、ネットワークトポロジーを柔軟に構成可能であり、基地局やバックボーン回線などのインフラに依存することなく、広範囲に亘る情報の伝送を可能とするという特徴を有する。

【0004】

ちなみに、マルチホップ無線ネットワークにおいて中継ノードの中継方法としては、増幅転送法（Amplify-and-Forward）と復号転送法（Decode-and-Forward）の2種類に大別される。なお、復号転送法とは、中継ノードが、受信信号を復号し、そして、復号した受信信号に対して再度符号化を行ってから、中継（再送）する方法である。

30

【0005】

マルチホップ無線ネットワークでは、送信元ノードから送信されたデータを、隣接ノードが中継しながら、宛先ノードまで伝送するようにしており、各ノード間には、送受信のための無線リンクが構築され、トラヒックやネットワーク構成により、ブロードキャスト、マルチキャスト、ユニキャストのトラヒックが発生する（非特許文献1を参照）。したがって、同時にすべての無線リンクを利用することで、伝送特性（スループット特性）が向上することになる（非特許文献2を参照する）。

40

【0006】

しかしながら、マルチホップ無線ネットワークでは、同一チャネルを同時に利用し送信しているノード間に、無線リンクを構築することは困難なため、無線リンク構築率及び利用率が低いという問題点や、同一チャネルの無線リンクを同時に利用することにより、隣接ノードからの干渉問題が生じるという問題点を有しており、高効率なマルチホップ無線ネットワークを実現することができない。

【0007】

上記問題点を解決するために、本発明の発明者らは、無線リンク構築率及び利用率を高めるとともに、隣接ノードの与干渉・被干渉回避をも実現する無線ネットワークとして、双方向伝送する M I M O マルチホップ/メッシュネットワークを提案した（非特許文献6

50

を参照)。

【0008】

非特許文献6に開示されたMIMOマルチホップ/メッシュネットワークは、送信ノードと受信ノードが交互に存在し、各ノードは中継機能を有しており、前向きリンクと後向きリンクを同時に送受信するものである。非特許文献6に開示されたMIMOマルチホップ/メッシュネットワークは、前向きリンクと後向きリンクの信号を空間的に多重し、アンテナの送受信ウェイトにより、隣接ノードの干渉回避を実現している。

【0009】

計算機による数値シミュレーションに基づいた解析により、非特許文献6に開示されたMIMOマルチホップ/メッシュネットワークは、従来のMIMOアルゴリズムを適用したマルチホップ無線ネットワークよりも、伝送容量を改善できることが明らかにされている。

10

【0010】

ここで、非特許文献6に開示されたMIMOマルチホップ/メッシュネットワークについて簡単に説明する。

【0011】

非特許文献6に記載されたMIMOマルチホップ/メッシュネットワークのモデルを図1に模式的に示す。図1中の下部は、隣接リンクに着目したネットワークの信号モデルを示している。

【0012】

20

図1に示すMIMOマルチホップ/メッシュネットワークのモデルでは、3素子のMIMOアンテナを用いて、前向きリンク1ストリームと後向きリンク1ストリームを多重化し、1つのノードが送信又は受信する総ストリーム数 K は、2ストリームとなる。したがって、1つの所望信号に対して、3つの干渉信号が存在することになる。

【0013】

ここで、前向きリンクのストリーム数を K^F 、後向きリンクへのストリーム数を K^B とすると、図1のMIMOマルチホップ/メッシュネットワークでは、下記数1で示す条件を満たす場合に、線形アルゴリズム及び非線形アルゴリズムを一般的なトポロジーに適用することができる。

【0014】

30

【数1】

$$M \geq K + \max(K^F, K^B)$$

換言すれば、図1のMIMOマルチホップ/メッシュネットワークにおいて、前向きリンク1ストリームと後向きリンク1ストリームを多重化する双方向伝送では、最低3素子($M=3$)のMIMOアンテナ(つまり、最低3本のアンテナ)が必要となる。

【0015】

ところで、近年、ネットワークコーディングが検討されている。ネットワークコーディングは、送信データの符号化を行うことにより、ネットワークのリソースを節約することが可能となるというメリットを有する(非特許文献3及び非特許文献4を参照)。例えば、ネットワークコーディングにより、送信ノードが前向きリンクと後向きリンクへの送信信号を符号化して、1つの送信信号とすることで、同時に同一のデータ(送信データ)として送信することが可能となり、よって、同一送信ノードからの与干渉回避を実現することができる。

40

【非特許文献1】アイ. エフ. アキイルデズ(I.F.Akyildiz)、ワン シドン(Wang Xudong)共著、「アサーベイオンワイヤレスメッシュネットワーク(A survey on wireless mesh networks)」, I E E E コミュニケーションズ マガジン(IEE E Communications Magazine), 第43巻, p.S23S30, 2005年9月

【非特許文献2】イー. バン デア メーレン(E. van de Meulen)著、「アサーベイオフマルチウェイチャネルズインインフォメーションスィーオリ: 19

50

61-1976 (A survey of multi-way channels in information theory:1961-1976)」、IEEE トランス. インフ. スィーオリ (IEEE Trans. Inf. Theory) 第23巻, p.1-37,1977年1月

【非特許文献3】アール. アヒルスウェディ (R. Ahlswede)、エヌ. カイ (N. Cai)、エス. ワイ. アール. リー (S. Y. R. Li)、アール. ダブリュ. イェング (R. W. Yeung) 共著、「ネットワーク インフォメーション フロー (Network information flow)」、IEEE トランス. インフ. スィーオリ (IEEE Trans. Inf. Theory), 第46巻, p.1204, 2000年7月

【非特許文献4】ピー. ポポビスキ (P. Popovski)、エイチ. ヨモ (H. Yomo) 共著、「フィジカル ネットワーク コーディング イン ツーウェイ ワイヤレス リレー チャネルズ (Physical Network Coding in Two-Way Wireless Relay Channels)」、IEEE インターナショナル コンファレンス オン コミュニケーションズ (ICC '07) (IEEE International Conference on Communications (ICC '07)), p.707-712, 2007年6月

【非特許文献5】ヴィ. タロク (V. Tarokh)、エイチ. ジャファクハニ (H. Jafarkhani)、エイ. アール. カルデバンク (A. R. Calderbank) 共著、「スペース タイム ブロック コーディング フロム オスアゴナル デザインズ (Space time block Coding from orthogonal designs)」、IEEE トランス. インフ. スィーオリ (IEEE Trans. Inf. Theory), 第45巻, 第5号, p.1456-1467, 1999年7月

【非特許文献6】エフ. オノ (F. Ono)、ケイ. サカグチ (K. Sakaguchi) 共著、「MIMO アパシタル スペクトル シェアリング フォー ハイ エフィシエンシー メッシュ ネットワーク (MIMO Spatial Spectrum Sharing for High Efficiency Mesh Network)」、IEICE トランスアクションズ (IEICE Transactions), 第E91-B巻, p.62-69, 2008年1月

【非特許文献7】エス. エム. アラモウティ (S.M. Alamouti) 著、「ア シンプル トランスミッター ダイバーシティ スキーム フォー ワイヤレス コミュニケーションズ (A simple transmitter diversity scheme for wireless communications)」、IEEE ジャーナル オン セレクトイド エリア イン コミュニケーションズ (IEEE Journal on Selected Area in Communications), 第16巻, p.1451-1458, 1998年10月

【非特許文献8】ハーミッド ジェファークハニ (Hamid Jafarkhani) 著、「ア クエイザイ オーソゴナル スペース タイム ブロック コード (A Quasi-Orthogonal Space-Time Block Code)」、IEEE トランスアクションズ オン コミュニケーションズ (IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS), 第49巻, 第1号, p.1-4, 2001年1月

【非特許文献9】ニン ヤン (Ning Yang)、マソウド サレヒ (Masoud Salehi) 共著、「ア ニュー フル レート スペース タイム ブロック コード フォー スリー トランスミット アンテナ システムズ (A New Full Rate Space Time Block Code for Three Transmit Antenna Systems)」、ビヒクル テクノロジー コンファレンス (Vehicular Technology Conference, 2006. VTC-2006 Fall 2006 IEEE 64th), p.1-5, 2006年9月

【非特許文献10】アルクバswami パルラジ (Arqvaswami Paulraj)、ロヒット ナバー (Rohit Nabar)、ジハナンジャ ゴア (Ghananjay Gore) 共著、「イントロダクション トゥー スペース タイム ワイヤレス コミュニケーションズ (Introduction to Space-Time Wireless communications)」、ケンブリッジ ユニバーシティー プレス (Cambridge University Press), 2003年

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0016】

前述したように、非特許文献6に開示されたMIMOマルチホップ/メッシュネットワークによれば、リンク多重及び隣接ノードの干渉回避を実現することができる。

【 0 0 1 7 】

しかしながら、非特許文献 6 に開示された M I M O マルチホップ / メッシュネットワークは、

(イ) リンク多重と隣接ノードの干渉回避を実現するために、必要なノードあたりのアンテナ本数が最低 3 本であり、リンクの多重数よりもアンテナ本数が多いとの問題点、及び (ロ) 各ノードのアンテナの送受信ウェイトを決定するためには、送受信ノード両方がチャネル情報を必要とするため、処理が複雑になるとの問題点を有している。

【 0 0 1 8 】

本発明は、上述のような事情から成されたものであり、本発明の目的は、上記の問題点 (イ)、問題点 (ロ) を解決するために、M I M O ネットワークコーディング技術 (1 次元 M I M O ネットワークコーディング及び 2 次元 M I M O ネットワークコーディング) を用い、高効率・高信頼な双方向無線中継伝送を簡易に実現した、マルチホップ無線通信システムを提供することにある。

【 課題を解決するための手段 】

【 0 0 2 0 】

本発明は、中継機能を有する複数のノード装置を有し、前記各ノード装置は、複数の M I M O アンテナを搭載するとともに、前記各ノード装置間に、前向きリンク又は後向きリンクを張ることにより、無線通信システムを構築するマルチホップ無線通信システム に関し、本発明の上記目的は、ネットワークコーディングの受信方式に、多入力多出力 (M I M O) 方式を適用し、更に、時空間ブロック符号化 (S T B C) 方式を適用し、前記ノード装置は、前記アンテナにて無線受信した無線受信信号から、S T B C 受信データ生成処理を行い、S T B C 受信データを生成する、S T B C 受信データ生成手段と、前記アンテナにて無線受信したトレーニング信号から推定されたチャネル情報から、S T B C チャネル行列生成処理を行い、S T B C 等価チャネル行列を生成する、S T B C チャネル行列生成手段と、生成された S T B C 等価チャネル行列と、生成された S T B C 受信データとから、M I M O 検波処理を行い、推定シンボルを推定する M I M O 検波手段と、推定された推定シンボルから、ネットワーク復号処理を行い、前向きリンク及び後向きリンクへの連続する 2 シンボルの中継信号を生成するネットワーク復号手段と、宛先制御処理を行う中継制御手段と、生成された中継信号から、連続する 2 つの送信シンボルのネットワーク符号化処理を行い、連続する 2 つの送信信号を生成する、ネットワーク符号化手段と、前記ネットワーク符号化手段で生成された送信信号から、S T B C 送信データ生成処理を行い、S T B C 送信データを生成する、S T B C 送信データ生成手段と、生成された S T B C 送信データに、トレーニング信号を付加して、トレーニング信号付加処理を行うトレーニング信号付加手段とを備え、トレーニング信号が付加された S T B C 送信データを、無線送信信号として送信することによって効果的に達成される。

【 0 0 2 1 】

また、本発明の上記目的は、前記中継制御手段は、生成された中継信号が自ノード宛の信号であるか、又は、他ノード宛の信号であるかを判断する前記宛先制御処理を行い、生成された中継信号が自ノード宛の信号であると判断された場合に、前記ノード装置の処理は終了し、一方、生成された中継信号が他ノード宛の信号であると判断された場合、生成された中継信号を前タイムスロット送信データとして、次のタイムスロットのネットワーク復号処理を行うために、保存することによってより効果的に達成される。

【 0 0 2 2 】

また、本発明の上記目的は、前記 M I M O 検波処理では、M I M O 受信に Z F アルゴリズム又は M M S E アルゴリズムを用いることによってより効果的に達成される。

【 0 0 2 3 】

また、本発明の上記目的は、前記マルチホップ無線通信システムでは、第 (k - 1) ノードと第 (k + 1) ノードが送信状態の場合、第 (k - 1) ノードの連続する 2 つの送信信号

$$S_1^{k-1}, S_2^{k-1}$$

は次の2つの数式を用いて、モデル化され、

$$S_1^{k-1} = S_{F1}^{k-1} + S_{B1}^{k-1} \pmod{q}$$

$$S_2^{k-1} = S_{F2}^{k-1} + S_{B2}^{k-1} \pmod{q}$$

また、第(k+1)ノードの連続する2つの送信信号

$$S_1^{k+1}, S_2^{k+1}$$

10

は次の2つの数式を用いて、モデル化され、

$$S_1^{k+1} = S_{F1}^{k+1} + S_{B1}^{k+1} \pmod{q}$$

$$S_2^{k+1} = S_{F2}^{k+1} + S_{B2}^{k+1} \pmod{q}$$

ただし、

$$S_{F1}^{k-1}, S_{F2}^{k-1}$$

20

は第(k-1)ノードの前向きリンクへの連続する2つの送信シンボルであり、

$$S_{B1}^{k-1}, S_{B2}^{k-1}$$

は第(k-1)ノードの後向きリンクへの連続する2つの送信シンボルであり、

$$S_{F1}^{k+1}, S_{F2}^{k+1}$$

は第(k+1)ノードの前向きリンクへの連続する2つの送信シンボルであり、

$$S_{B1}^{k+1}, S_{B2}^{k+1}$$

は第(k+1)ノードの後向きリンクへの連続する2つの送信シンボル(送信信号)であり、qはラティス符号化の格子サイズであることによってより効果的に達成される。

30

【0024】

また、本発明の上記目的は、前記S T B C送信データ生成手段では、第(k-1)ノードについて、連続する2つの送信信号

$$S_1^{k-1}, S_2^{k-1}$$

を用いて、

$$\mathbf{X}^{k-1} = \begin{bmatrix} S_1^{k-1} & -(S_2^{k-1})^* \\ S_2^{k-1} & (S_1^{k-1})^* \end{bmatrix}$$

40

に基づき、2時刻にわたる4つの送信シンボルを含むS T B C送信データ(1時刻、2時刻にわたる送信信号行列

$$\mathbf{X}^{k-1})$$

を生成し、また、第(k+1)ノードについて、連続する2つの送信信号

$$S_1^{k+1}, S_2^{k+1}$$

を用いて、

50

$$\mathbf{X}^{k+1} = \begin{bmatrix} s_1^{k+1} & -(s_2^{k+1})^* \\ s_2^{k+1} & (s_1^{k+1})^* \end{bmatrix}$$

に基づき、2時刻にわたる4つの送信シンボルを含むS T B C送信データ(1時刻、2時刻にわたる送信信号行列

$$\mathbf{X}^{k+1})$$

10

を生成することによってより効果的に達成される。

【0025】

また、本発明の上記目的は、第kノードが受信状態の場合に、前記S T B C受信データ生成手段では、第(k-1)ノード及び第(k+1)ノードのS T B C送信データを前記アンテナにて受信し、次の数式に基づき、S T B C受信データを生成し、

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}_e \mathbf{s} + \mathbf{n}$$

ただし、

$$\mathbf{y} \in \mathbb{C}^4$$

20

は第kノードの時刻1と時刻2にわたる等価受信信号ベクトルであり、

$$\mathbf{y} = [y_{11}, y_{12}^*, y_{21}, y_{22}^*]^T$$

で表し、

$$\mathbf{s} \in \mathbb{C}^4$$

は送信信号ベクトルであり、

$$\mathbf{s} = [s_1^{k-1}, s_2^{k-1}, s_1^{k+1}, s_2^{k+1}]^T$$

30

で表し、

$$\mathbf{n} \in \mathbb{C}^4$$

は時刻1と時刻2の等価加法性雑音ベクトルであり、

$$\mathbf{n} = [n_{11}, n_{12}^*, n_{21}, n_{22}^*]^T$$

で表し、また、

$$\mathbf{H}_e \in \mathbb{C}^{4 \times 4}$$

40

は第kノードのS T B C等価チャネル行列であり、ブロック直交行列となっていることによってより効果的に達成される。

【0026】

また、本発明の上記目的は、前記M I M O検波手段では、第kノードについて、次の数式に基づき、M I M O受信により、推定シンボル

$$\hat{\mathbf{s}}$$

を推定するM I M O検波処理を行い、

$$\hat{\mathbf{S}} = \left[\hat{s}_1^{k-1}, \hat{s}_2^{k-1}, \hat{s}_1^{k+1}, \hat{s}_2^{k+1} \right]^T = \mathbf{W}_k^H \mathbf{y}$$

ただし、

$$\mathbf{W}_k \in C^{4 \times 4}$$

は第 k ノードの受信ウェイト行列であり、

\mathbf{y}

は第 k ノードの S T B C 受信データであり、M I M O 受信に Z F アルゴリズムを用いる場合に、第 k ノードの受信ウェイト行列

\mathbf{W}_k

は、次の数式によって計算され、

$$\mathbf{W}_k = \mathbf{H}_e \left(\mathbf{H}_e^H \mathbf{H}_e \right)^{-1}$$

ただし、

\mathbf{H}_e

は第 k ノードの S T B C 等価チャネル行列であり、また、M I M O 受信に M M S E アルゴリズムを用いる場合に、第 k ノードの受信ウェイト行列

\mathbf{W}_k

は、次の数式によって計算され、

$$\mathbf{W}_k = \mathbf{H}_e \left(\mathbf{H}_e^H \mathbf{H}_e + \frac{2\sigma^2}{P} \mathbf{I} \right)^{-1}$$

ただし、 P はノードあたりの総送信電力であり、 σ^2 は受信アンテナあたりの雑音電力であることによってより効果的に達成される。

【 0 0 2 7 】

また、本発明の上記目的は、中継機能を有する複数のノード装置を有し、前記各ノード装置は、2本のM I M O アンテナを搭載するとともに、前記各ノード装置間に、前向きリンク又は後向きリンクを張ることにより、無線通信システムを構築するマルチホップ無線通信システムであって、前記ノード装置は、前記アンテナにて無線受信したトレーニング信号から推定されたチャネル情報と、前記アンテナにて無線受信した無線受信信号とから、M I M O 検波処理を行い、推定シンボルを推定するM I M O 検波手段と、推定された推定シンボルから、ネットワーク復号処理を行い、中継信号を生成するネットワーク復号手段と、宛先制御処理を行う中継制御手段と、生成された中継信号から、ネットワーク符号化処理を行い、送信信号を生成する、ネットワーク符号化手段と、前記ネットワーク符号化手段で生成された送信信号にトレーニング信号を付加して、トレーニング信号付加処理を行うトレーニング信号付加手段とを備え、トレーニング信号が付加された送信信号を、無線送信信号として送信することによってより効果的に達成される。

【 0 0 2 8 】

また、本発明の上記目的は、中継機能を有する複数のノード装置を有し、前記各ノード装置は、複数のM I M O アンテナを搭載するとともに、前記各ノード装置間に無線リンクを張ることにより、2つの経路が1つのノード装置で交差するクロス型2次元マルチホップ通信システムを構築するマルチホップ無線通信システムであって、前記各ノード装置は、受信状態と送信状態を交互に繰り返すようになっており、送受信処理を行い、データを

中継伝送し、交差点ノード装置及び当該交差点ノード装置に隣接する隣接ノード装置に、2次元MIMOネットワークコーディングを適用することにより、単一チャネルで2次元の双方向フローのマルチホップ中継を実現することによって効果的に達成される。

【0029】

また、本発明の上記目的は、中継機能を有する複数のノード装置を有し、前記各ノード装置は、複数のMIMOアンテナを搭載するとともに、前記各ノード装置間に無線リンクを張ることにより、2つの経路が4つのノード装置を介して交差するロータリー型2次元マルチホップ通信システムを構築するマルチホップ無線通信システムであって、前記各ノード装置は、受信状態と送信状態を交互に繰り返すようになっており、送受信処理を行い、データを中継伝送し、ロータリーノード装置及び当該ロータリーノード装置に隣接する隣接ノード装置に、2次元MIMOネットワークコーディングを適用することにより、単一チャネルで2次元のロータリー型の双方向フローのマルチホップ中継を実現することによって効果的に達成される。

10

【0030】

また、本発明の上記目的は、中継機能を有する複数のノード装置を有し、前記各ノード装置は、複数のMIMOアンテナを搭載するとともに、前記各ノード装置間に無線リンクを張ることにより、2つの経路が部分的に結合し、部分的に結合した経路が共通経路を構成するツリー型2次元マルチホップ通信システムを構築するマルチホップ無線通信システムであって、前記各ノード装置は、受信状態と送信状態を交互に繰り返すようになっており、送受信処理を行い、データを中継伝送し、前記共通経路上のノード装置及びそれに隣接する隣接ノード装置に、2次元MIMOネットワークコーディングを適用することにより、単一チャネルで2次元のツリー型の双方向フローのマルチホップ中継を実現することによって効果的に達成される。

20

【0031】

また、本発明の上記目的は、前記2つの経路は経路Hと経路Vであり、前記2次元MIMOネットワークコーディングが適用されたノード装置は、前記アンテナにて無線受信したトレーニング信号から推定されたチャネル情報と、前記アンテナにて無線受信した無線受信信号とから、MIMO検波処理を行い、推定シンボルを推定するMIMO検波手段と、前記MIMO検波手段にて推定された前向きリンク及び後向きリンクの推定シンボルから、経路Hにおけるネットワーク復号処理を行い、経路Hの中継信号を生成する、経路Hにおけるネットワーク復号手段と、経路Hにおける宛先制御処理を行う、経路Hにおける中継制御手段と、生成された経路Hの中継信号から、経路Hにおけるネットワーク符号化処理を行い、経路Hの送信信号を生成する、経路Hにおけるネットワーク符号化手段と、前記経路Hにおけるネットワーク符号化手段にて生成された経路Hの送信信号に、経路Hにおけるトレーニング信号を付加して、経路Hにおけるトレーニング信号付加処理を行う、経路Hにおけるトレーニング信号付加手段と、前記MIMO検波手段にて推定された上向きリンク及び下向きリンクの推定シンボルから、経路Vにおけるネットワーク復号処理を行い、経路Vの中継信号を生成する、経路Vにおけるネットワーク復号手段と、経路Vにおける宛先制御処理を行う、経路Vにおける中継制御手段と、生成された経路Vの中継信号から、経路Vにおけるネットワーク符号化処理を行い、経路Vの送信信号を生成する、経路Vにおけるネットワーク符号化手段と、前記経路Vにおけるネットワーク符号化手段にて生成された経路Vの送信信号に、経路Vにおけるトレーニング信号を付加して、経路Vにおけるトレーニング信号付加処理を行う、経路Vにおけるトレーニング信号付加手段とを備え、経路Hにおけるトレーニング信号が付加された経路Hにおけるネットワーク符号化された送信データと、経路Vにおけるトレーニング信号が付加された経路Vにおけるネットワーク符号化された送信データに対し、MIMO空間多重処理を行ってから無線送信信号として送信することによって効果的に達成される。

30

40

【0032】

また、本発明の上記目的は、前記複数のノード装置から、前記2次元MIMOネットワークコーディングが適用されたノード装置を除いて残ったノード装置に、1次元MIMO

50

ネットワークコーディングを適用することによって効果的に達成される。

【0033】

また、本発明の上記目的は、中継機能を有する複数のノード装置を有し、前記各ノード装置は、複数のMIMOアンテナを搭載するとともに、前記各ノード装置間に無線リンクを張ることにより、2つの経路が1つのノード装置で交差するクロス型2次元マルチホップ通信システムを構築するマルチホップ無線通信システムであって、前記各ノード装置は、受信状態と送信状態を交互に繰り返すようになっており、送受信処理を行い、データを中継伝送し、交差点ノード装置及び当該交差点ノード装置に隣接する隣接ノード装置に、2次元STBC-MIMOネットワークコーディングを適用することにより、単一チャンネルで2次元のSTBC処理された双方向フローのマルチホップ中継を実現することによって効果的に達成される。

10

【0034】

また、本発明の上記目的は、中継機能を有する複数のノード装置を有し、前記各ノード装置は、複数のMIMOアンテナを搭載するとともに、前記各ノード装置間に無線リンクを張ることにより、2つの経路が4つのノード装置を介して交差するロータリー型2次元マルチホップ通信システムを構築するマルチホップ無線通信システムであって、前記各ノード装置は、受信状態と送信状態を交互に繰り返すようになっており、送受信処理を行い、データを中継伝送し、ロータリーノード装置及び当該ロータリーノード装置に隣接する隣接ノード装置に、2次元STBC-MIMOネットワークコーディングを適用することにより、単一チャンネルで2次元のロータリー型のSTBC処理された双方向フローのマルチホップ中継を実現することによって効果的に達成される。

20

【0035】

また、本発明の上記目的は、中継機能を有する複数のノード装置を有し、前記各ノード装置は、複数のMIMOアンテナを搭載するとともに、前記各ノード装置間に無線リンクを張ることにより、2つの経路が部分的に結合し、部分的に結合した経路が共通経路を構成するツリー型2次元マルチホップ通信システムを構築するマルチホップ無線通信システムであって、前記各ノード装置は、受信状態と送信状態を交互に繰り返すようになっており、送受信処理を行い、データを中継伝送し、前記共通経路上のノード装置及びそれに隣接する隣接ノード装置に、2次元STBC-MIMOネットワークコーディングを適用することにより、単一チャンネルで2次元のツリー型のSTBC処理された双方向フローのマルチホップ中継を実現することによって効果的に達成される。

30

【0036】

また、本発明の上記目的は、前記2つの経路は経路Hと経路Vであり、前記2次元STBC-MIMOネットワークコーディングが適用されたノード装置は、前記アンテナにて無線受信した無線受信信号から、STBC受信データ生成処理を行い、STBC受信データを生成する、STBC受信データ生成手段と、前記アンテナにて無線受信したトレーニング信号から推定されたチャンネル情報から、STBCチャンネル行列生成処理を行い、STBC等価チャンネル行列を生成する、STBCチャンネル行列生成手段と、生成されたSTBC等価チャンネル行列と、生成されたSTBC受信データとから、MIMO検波処理を行い、推定シンボルを推定するMIMO検波手段と、前記MIMO検波手段にて推定された前向きリンク及び後向きリンクの推定シンボルから、経路Hにおけるネットワーク復号処理を行い、前向きリンク及び後向きリンクへの連続する2シンボルの経路Hの中継信号を生成する、経路Hにおけるネットワーク復号手段と、経路Hにおける宛先制御処理を行う、経路Hにおける中継制御手段と、生成された経路Hの中継信号から、連続する2つの送信シンボルの経路Hにおけるネットワーク符号化処理を行い、連続する2つの経路Hの送信信号を生成する、経路Hにおけるネットワーク符号化手段と、前記経路Hにおけるネットワーク符号化手段にて生成された経路Hの送信信号から、経路HにおけるSTBC送信データ生成処理を行い、経路HにおけるSTBC送信データを生成する、経路HにおけるSTBC送信データ生成手段と、生成された経路HにおけるSTBC送信データに、経路Hにおけるトレーニング信号を付加して、経路Hにおけるトレーニング信号付加処理を行う

40

50

、経路Hにおけるトレーニング信号付加手段と、前記MIMO検波手段にて推定された上向きリンク及び下向きリンクの推定シンボルから、経路Vにおけるネットワーク復号処理を行い、上向きリンク及び下向きリンクへの連続する2シンボルの経路Vの中継信号を生成する、経路Vにおけるネットワーク復号手段と、経路Vにおける宛先制御処理を行う、経路Vにおける中継制御手段と、生成された経路Vの中継信号から、連続する2つの送信シンボルの経路Vにおけるネットワーク符号化処理を行い、連続する2つの経路Vの送信信号を生成する、経路Vにおけるネットワーク符号化手段と、前記経路Vにおけるネットワーク符号化手段にて生成された経路Vの送信信号から、経路VにおけるSTBC送信データ生成処理を行い、経路VにおけるSTBC送信データを生成する、経路VにおけるSTBC送信データ生成手段と、生成された経路VにおけるSTBC送信データに、経路Vにおけるトレーニング信号を付加して、経路Vにおけるトレーニング信号付加処理を行う、経路Vにおけるトレーニング信号付加手段とを備え、経路Hにおけるトレーニング信号が付加された経路HにおけるSTBC送信データと、経路Vにおけるトレーニング信号が付加された経路VにおけるSTBC送信データに対し、MIMO空間多重処理を行ってから無線送信信号として送信することによって効果的に達成される。

10

【0037】

また、本発明の上記目的は、前記複数のノード装置から、前記2次元STBC-MIMOネットワークコーディングが適用されたノード装置を除いて残ったノード装置に、1次元STBC-MIMOネットワークコーディングを適用することによって効果的に達成される。

20

【発明の効果】

【0038】

1次元MIMOネットワークコーディングを用いる本発明のマルチホップ無線通信システムによれば、STBCブロードキャストとMIMOマルチプルアクセスを、ネットワークコーディングに組み合わせることにより、全てのリンクにおいて前向きリンクと後向きリンクを多重化した高効率・高信頼な双方向無線中継伝送を簡易に実現できるという優れた効果を奏する。

【0039】

本発明の1次元MIMOネットワークコーディングでは、送信ノード（ノードが送信状態の場合）がノード内の信号に対する与干渉回避、受信ノード（ノードが受信状態の場合）がノード間の被干渉回避を行うことにより、隣接ノードからの干渉なく通信することが可能となる。

30

【0040】

つまり、1次元MIMOネットワークコーディングを用いる本発明に係るマルチホップ無線通信システムによれば、従来のマルチホップ無線ネットワークの問題点である同一チャネル干渉を回避するとともに、双方向伝送を2本のアンテナで実現するという顕著な作用効果を奏する。

【0041】

リンク多重と隣接ノードの干渉回避を実現するために、非特許文献6に開示されたMIMOマルチホップ/メッシュネットワークでは、前述のように必要なノードあたりのアンテナ本数が最低3本である必要があるのに対して、本発明のマルチホップ無線通信システムでは、2本のアンテナで十分である。1次元MIMOネットワークコーディングを用いる本発明によれば、アンテナ本数を減少することができる。

40

【0042】

また、非特許文献6に開示されたMIMOマルチホップ/メッシュネットワークでは、送受信ノードでチャネル情報が必要で、チャネル情報のフィードバックが必要で、そのため、処理が複雑になるのに対して、本発明のマルチホップ無線通信システムでは、ノードが受信状態の場合に、即ち、受信ノードだけは、チャネル情報が必要で、チャネル情報のフィードバックが不要で、そのため、処理が複雑にならない。

【0043】

50

特に、本発明によれば、各中継ノードにおいて、ネットワークコーディングされた送信信号に、更に時空間ブロック符号化（STBC）方式を適用することにより、ブラインドのMIMO送信ダイバーシチも実現され、大容量・高信頼なマルチノード通信を実現したという優れた効果をも奏する。

【0044】

また、本発明の発明者らは、更に研究を重ね、1次元トポロジーを有する無線メッシュネットワークに適用する「1次元MIMOネットワークコーディング」技術を拡張することにより、2次元メッシュトポロジーを有する無線メッシュネットワークに適用する「2次元MIMOネットワークコーディング」技術を発明した。

【0045】

クロス型、ロータリー型、ツリー型といった2次元メッシュトポロジーに、本発明の2次元MIMOネットワークコーディングを適用したマルチホップ無線通信システム（MIMO無線メッシュネットワーク）によれば、4素子以上のアンテナ素子を搭載するMIMOノードを配置することで、単一チャネルによる高効率な2次元双方向マルチホップネットワークを実現するという非常に優れた効果を奏する。

【0046】

また、クロス型に適用した本発明の2次元MIMOネットワークコーディングを適用したマルチホップ無線通信システム（2DMNC1）によれば、交差点付近の中継ノードの余剰アンテナを用いて、経路間及び交差点への与・被干渉を回避する協力ヌルビームフォーミングも合わせて適用することが可能になり、更なる効率の改善を実現するという本願独自の顕著な作用効果を奏する。

【0047】

シミュレーションによる数値解析でも、本発明の二次元MIMOネットワークコーディング各方式の有効性が検証された。シミュレーション結果から、本発明の二次元MIMOネットワークコーディング各方式によれば、従来方式に比べて、ネットワークのエンド・ツー・エンド伝送容量が大幅に増加されたことは良く分かる。

【0048】

また、遠距離干渉を無視できない環境においても、本発明の協力ヌルビームフォーミング・アルゴリズムを適用することにより、エンド・ツー・エンド伝送容量を大幅に改善することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0049】

本発明に係るマルチホップ無線通信システムは、送信元ノード（以下、「送信元ノード装置」とも言う。）と宛先ノード（以下、「宛先ノード装置」とも言う。）との間に、少なくとも1つのノード（以下、「ノード装置」とも言う。）を経由してデータ（情報）を無線伝送するものであり、各ノードが中継機能を有するとともに、M本のMIMOアンテナ（M素子のアレーアンテナ）を搭載しており、各ノード間に無線リンクを張ることにより、マルチホップ無線通信システムを構築する。

【0050】

本発明のマルチホップ無線通信システムにおいて、ノードの中継方法として、復号転送法（Decode-and-Forward）を用いる。

【0051】

本発明に係るマルチホップ無線通信システムは、MIMOネットワークコーディング技術＜1次元MIMOネットワークコーディング及び2次元MIMOネットワークコーディング＞（詳細に後述する）を用いることにより、全てのリンクにおいて、前向きリンクと後向きリンク、又はノ及び、上向きリンクと下向きリンクを多重化した高効率・高信頼な双方向無線中継伝送を簡易に実現した。

【0052】

本発明で言う「1次元MIMOネットワークコーディング」は、2種類のものに分けることができる。

10

20

30

40

50

【 0 0 5 3 】

1つは、ネットワークコーディングの送受信方式に、多入力多出力 (Multiple Input Multiple Output ; 以下、「MIMO」と称する。)方式を適用し、更に、時空間ブロック符号化(Space Time Block Coding ; 以下、「STBC」と称する。)方式を適用したものであり、以下、「STBCを適用したMIMOネットワークコーディング」又は「1次元STBC - MIMOネットワークコーディング」とも言う。

【 0 0 5 4 】

より詳細に説明すると、STBCを適用したMIMOネットワークコーディングは、STBCブロードキャストとMIMOマルチプルアクセスを、ネットワークコーディングに組み合わせたものである。

10

【 0 0 5 5 】

もう1つは、ネットワークコーディングの送受信方式にMIMO方式を適用したものであり、以下、「STBCを適用しないMIMOネットワークコーディング」とも言う。

【 0 0 5 6 】

なお、時空間ブロック符号化(STBC)方式は、Siavash M. AlamoutiやVahid Tarokhらによって提案されたものである(非特許文献5を参照)。時空間ブロック符号化(STBC)方式は、送信ダイバーシティ技術の1つであり、送信ノードでは、同一の送信シンボルについて時間的に直交するように符号化し、複数のアンテナを用いて送信し、そして、受信ノードでは、チャンネル推定値を用いて受信信号を分離・合成することで、ダイバーシティ利得を得られるとの特徴を有する。

20

【 0 0 5 7 】

以下、本発明を実施するための最良の形態を、図面及び数式を参照して詳細に説明する。

【 0 0 5 8 】

なお、ここで、本発明の第1実施形態に係るマルチホップ無線通信システム及び本発明の第2実施形態に係るマルチホップ無線通信システムを説明するために、使用される数式において、使用する数学記号について説明する。 $[\cdot]^*$ は $[\cdot]$ の複素共役を表す。 $[\cdot]^{-1}$ は $[\cdot]$ の一般逆行列を表す。 $[\cdot]^H$ は $[\cdot]$ の複素共役転置を表す。 $[\cdot]^T$ は $[\cdot]$ の転置を表す。

30

< 1 > 本発明の第1実施形態に係るマルチホップ無線通信システム

まず、本発明の第1実施形態に係るマルチホップ無線通信システムについて説明する。本発明の第1実施形態に係るマルチホップ無線通信システムでは、「STBCを適用しないMIMOネットワークコーディング」を用いる。

< 1 - 1 > 信号モデル

本発明の第1実施形態に係るマルチホップ無線通信システムのモデルを図2に模式的に示す。図2中の下部は、隣接リンクに着目した無線通信システムの信号モデルを示している。図2に示されたように、各ノードは送受信(送受信処理)を行い、データを中継伝送する。

40

【 0 0 5 9 】

以下では、本発明の第1実施形態に係るマルチホップ無線通信システムにおいて、あるノードに隣接する2つのリンク(前向きリンク及び後向きリンク)に着目して、各ノードが複数本のMIMOアンテナを搭載した場合の信号モデルを定式化する。

【 0 0 6 0 】

まず、本発明の第1実施形態に係るマルチホップ無線通信システムでは、第 $(k - 1)$ ノードと第 $(k + 1)$ ノードが送信状態の場合、それぞれの送信信号

$$S^{k-1}, S^{k+1}$$

は、下記数2、数3を用いて、モデル化することができる。

50

【 0 0 6 1 】

【 数 2 】

$$s^{k-1} = s_F^{k-1} + s_B^{k-1} \pmod{q}$$

【 0 0 6 2 】

【 数 3 】

$$s^{k+1} = s_F^{k+1} + s_B^{k+1} \pmod{q}$$

ここで、

$$s_F^{k-1}, s_B^{k-1}$$

10

は第 (k - 1) ノードの前向きリンク及び後向きリンクへの送信シンボル (送信信号) であり、

$$s_F^{k+1}, s_B^{k+1}$$

は第 (k + 1) ノードの前向きリンク及び後向きリンクへの送信シンボル (送信信号) である。また、 q はラティス符号化の格子サイズである。

【 0 0 6 3 】

つまり、本発明の第 1 実施形態に係るマルチホップ無線通信システムでは、第 (k - 1) ノードと第 (k + 1) ノードが送信状態の場合において、上記数 2、数 3 に基づいて、ネットワーク符号化処理 (ネットワークエンコード処理) がそれぞれ行われ、第 (k - 1) ノードにも、第 (k + 1) ノードにも、前向きリンク及び後向きリンクへの 2 つの送信シンボルを含む 1 つの送信信号が生成される。

20

【 0 0 6 4 】

次に、本発明の第 1 実施形態に係るマルチホップ無線通信システムでは、第 k ノードが受信状態の場合に、第 (k - 1) ノード及び第 (k + 1) ノードの送信信号

$$s^{k-1}, s^{k+1}$$

を受信する第 k ノードの受信信号

$$y^k$$

30

は、下記数 4 を用いて、モデル化することができる。

【 0 0 6 5 】

【 数 4 】

$$y^k = \mathbf{h}^{k(k-1)} s^{k-1} + \mathbf{h}^{k(k+1)} s^{k+1} + \mathbf{n} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}^{k(k-1)} & \mathbf{h}^{k(k+1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s^{k-1} \\ s^{k+1} \end{bmatrix} + \mathbf{n} = \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{n}$$

ここで、

$$\mathbf{h}^{k(k-1)} \in \mathbb{C}^2$$

40

は第 (k - 1) ノードから第 k ノードへのチャネルベクトルであり、

$$\mathbf{h}^{k(k+1)} \in \mathbb{C}^2$$

は第 (k + 1) ノードから第 k ノードへのチャネルベクトルである。また、

$$\mathbf{n} \in \mathbb{C}^2$$

は加法性雑音ベクトルである。

【 0 0 6 6 】

つまり、「STBCを適用しないMIMOネットワークコーディング」を用いた本発明の第 1 実施形態に係るマルチホップ無線通信システムにおいて、第 k ノードが受信状態の

50

場合に、第 k ノードの前向きリンクでは、

$$s^{k-1}$$

が所望信号であり、

$$s^{k+1}$$

が干渉信号となり、また、第 k ノードの後向きリンクでは、

$$s^{k+1}$$

が所望信号であり、

$$s^{k-1}$$

が干渉信号となる。

【 0 0 6 7 】

そして、本発明では、< 1 - 2 > で詳述する「MIMO受信方式」により、干渉回避を行い、前向きリンク及び後向きリンクの信号を同時に受信復号する。

< 1 - 2 > MIMO検波処理におけるMIMO受信方式

< 1 - 1 > で述べたように、「STBCを適用しないMIMOネットワークコーディング」を用いた本発明の第1実施形態に係るマルチホップ無線通信システムでは、あるノードには、隣接ノードからの送信信号により、1つの干渉信号が発生する。

【 0 0 6 8 】

一般に、 M 素子のアレーアンテナ (M 本のMIMOアンテナ)を用いた線形アルゴリズムでは、 $(M - 1)$ の干渉信号をキャンセルすることができる。

【 0 0 6 9 】

そこで、STBCを適用しないMIMOネットワークコーディングを用いた本発明のマルチホップ無線通信システムでは、受信ウェイトのみを用いて、干渉信号をキャンセルする。

【 0 0 7 0 】

本発明の第1実施形態に係るマルチホップ無線通信システムにおいて、第 $(k - 1)$ ノード及び第 $(k + 1)$ ノードの送信信号を受信する第 k ノードでは、下記数5に基づき、MIMO受信により、推定シンボル

$$\hat{\mathbf{s}}^k$$

を推定するMIMO検波処理を行う。

【 0 0 7 1 】

【数5】

$$\hat{\mathbf{s}}^k = \begin{bmatrix} \hat{s}^{k-1} \\ \hat{s}^{k+1} \end{bmatrix} = \mathbf{W}_k^H \mathbf{y}^k$$

ここで、

$$\mathbf{W}_k \in C^{2 \times 2}$$

は第 k ノードの受信ウェイト行列である。また、

$$\hat{s}^{k-1}$$

は、第 $(k - 1)$ ノードの送信信号

$$s^{k-1}$$

10

20

30

40

50

の推定値であり、

$$\hat{s}^{k+1}$$

は第 (k + 1) ノードの送信信号

$$s^{k+1}$$

の推定値である。また、

$$y^k$$

は、第 k ノードの受信信号である。

【 0 0 7 2 】

例えば、MIMO受信にゼロフォーシング (ZF) アルゴリズムを用いる場合に、第 k ノードの受信ウェイト行列

$$W_k$$

は、下記数 6 によって計算される。

【 0 0 7 3 】

【 数 6 】

$$W_k = H \left(H^H H \right)^{-1}$$

10

20

ただし、

$$H$$

は第 (k - 1) ノードから第 k ノードへのチャネルベクトル

$$h^{k(k-1)}$$

と、第 (k + 1) ノードから第 k ノードへのチャネルベクトル

$$h^{k(k+1)}$$

の 2 つのチャネルベクトルをまとめたチャネル行列である。

【 0 0 7 4 】

また、例えば、MIMO受信にMMSEアルゴリズムを用いる場合に、第 k ノードの受信ウェイト行列

$$W_k$$

は、下記数 7 によって計算される。

【 0 0 7 5 】

【 数 7 】

$$W_k = H \left(H^H H + \frac{\sigma^2}{P} I \right)^{-1}$$

30

40

ただし、Pはノードあたりの総送信電力である。また、 σ^2 は受信アンテナあたりの雑音電力である。

【 0 0 7 6 】

上記数 6 及び数 7 から分かるように、STBCを適用しないMIMOネットワークコーディングを用いた本発明のマルチホップ無線通信システムでは、あるノードが受信状態の場合 (例えば、第 k ノードが受信状態の場合) に、当該ノードの受信ウェイト (受信ウェイト行列) を計算するために、隣接ノード間のチャネル情報 (チャネル行列) が必要とな

50

る。

< 1 - 3 > ネットワーク復号処理及び中継制御処理

本発明の第 1 実施形態に係るマルチホップ無線通信システムにおいて、< 1 - 1 > と < 1 - 2 > で述べたように、第 k ノードが受信状態の場合に、第 k ノードの後向きリンクは第 (k + 1) ノードの送信信号を、第 k ノードの前向きリンクは第 (k - 1) ノードの送信信号を、MIMO 受信方式により干渉回避を行いながら同時に受信復号する。

【 0 0 7 7 】

MIMO 検波処理により得られた推定シンボル

$$\hat{S}^{k-1}, \hat{S}^{k+1}$$

10

に基づき、第 k ノードは、ネットワーク復号処理を行い、中継信号を生成し、そして、生成した中継信号が自ノード宛の信号（データ）であるか、又は、他ノード宛の信号（データ）であるかを判断する「中継（宛先）制御処理」を行う。つまり、第 k ノードが中継状態になり、以下、中継状態にある第 k ノードを中継ノードとも言う。

【 0 0 7 8 】

中継ノードである第 k ノードでは、下記数 8 及び数 9 が成り立つ。

【 0 0 7 9 】

【 数 8 】

$$s_B^{k-1}(n) = s_B^k(n-1) \equiv s_B^k$$

20

【 0 0 8 0 】

【 数 9 】

$$s_F^{k+1}(n) = s_F^k(n-1) \equiv s_F^k$$

ただし、

$$s_F^k(n-1), s_B^k(n-1)$$

は、前タイムスロット (n - 1) に、第 k ノードの前向きリンク及び後向きリンクに送信した信号（シンボル）である。

30

$$s_B^{k-1}(n)$$

は、タイムスロット (n -) に、第 (k - 1) ノードの後向きリンクに送信した信号（シンボル）である。

$$s_F^{k+1}(n)$$

は、タイムスロット (n) に、第 (k + 1) ノードの前向きリンクに送信した信号（シンボル）である。また、

$$s_F^k, s_B^k$$

40

は、第 k ノードがネットワーク復号処理のために、メモリに保存しておいた前タイムスロットに送信した前向きリンクおよび後向きリンクへの送信信号である。

【 0 0 8 1 】

本発明の第 1 実施形態に係るマルチホップ無線通信システムにおいて、第 k ノードでは、下記数 10、数 11 に基づき、ネットワーク復号処理（ネットワークデコード処理）を行い、中継信号

$$s_F^{k-1}, s_B^{k+1}$$

を生成する。

【 0 0 8 2 】

50

【数 1 0】

$$S_F^{k-1} = \hat{S}^{k-1} - S_B^k \pmod{q}$$

【 0 0 8 3】

【数 1 1】

$$S_B^{k+1} = \hat{S}^{k+1} - S_F^k \pmod{q}$$

非特許文献 3 及び非特許文献 4 に記載された従来のネットワークコーディングを用いた無線通信システムでは、各ノードが 1 本のアンテナにより信号を受信し、復号するようにしている。

10

【 0 0 8 4】

それに対して、「STBC を適用しない MIMO ネットワークコーディング」を用いた本発明の第 1 実施形態に係るマルチホップ無線通信システムでは、各ノードが複数のアンテナ（複数の MIMO アンテナ）により信号を受信し、復号するようにしている。

【 0 0 8 5】

このように、本発明では、複数のアンテナ（複数の MIMO アンテナ）を利用することにより、< 2 > で詳述する本発明の第 2 実施形態に係るマルチホップ無線通信システムにおいて、更に時空間ブロック符号化（STBC）方式を適用することが可能になり、無線通信システムの性能を更に改善することができる。

20

< 2 > 本発明の第 2 実施形態に係るマルチホップ無線通信システム

次に、本発明の第 2 実施形態に係るマルチホップ無線通信システムについて説明する。本発明の第 2 実施形態に係るマルチホップ無線通信システムでは、「STBC を適用した MIMO ネットワークコーディング」を用いる。

【 0 0 8 6】

つまり、本発明の第 1 実施形態に係るマルチホップ無線通信システムの通信品質を更に向上させるために、本発明の発明者らは、本発明の第 1 実施形態に係るマルチホップ無線通信システムに、更に時空間ブロック符号化（STBC）を適用することにより、「STBC を適用した MIMO ネットワークコーディング」を用いた本発明の第 2 実施形態に係るマルチホップ無線通信システムを発明した。

30

< 2 - 1 > 信号モデル

図 2 を用いて、本発明の第 2 実施形態に係るマルチホップ無線通信システムのモデルを模式的に示すことができる。図 2 中の下部は、隣接リンクに着目した無線通信システムの信号モデルを示している。図 2 に示されたように、各ノードは送受信（送受信処理）を行い、データを中継伝送する。

【 0 0 8 7】

また、図 3 は、本発明の第 2 実施形態に係るマルチホップ無線通信システムにおいて、第 k ノードにおける送受信処理の主な流れを説明するための模式図である。

【 0 0 8 8】

以下では、本発明の第 2 実施形態に係るマルチホップ無線通信システムにおいて、あるノードに隣接する 2 つのリンク（前向きリンク及び後向きリンク）に着目して、各ノードが複数本の MIMO アンテナを搭載し、そして、時空間ブロック符号化（STBC）に Alamouti 符号を用いた場合の信号モデルを定式化する。なお、Alamouti 符号の詳細については、非特許文献 7 に記載されている。

40

【 0 0 8 9】

まず、本発明の第 2 実施形態に係るマルチホップ無線通信システムでは、第 (k - 1) ノードと第 (k + 1) ノードが送信状態の場合、第 (k - 1) ノードの連続する 2 つの送信信号

50

$$S_1^{k-1}, S_2^{k-1}$$

は、下記数 1 2、数 1 3 を用いて、モデル化することができる。また、第 (k + 1) ノードの連続する 2 つの送信信号

$$S_1^{k+1}, S_2^{k+1}$$

は、下記数 1 4、数 1 5 を用いて、モデル化することができる。

【 0 0 9 0 】

【 数 1 2 】

$$S_1^{k-1} = S_{F1}^{k-1} + S_{B1}^{k-1} \pmod{q}$$

10

【 0 0 9 1 】

【 数 1 3 】

$$S_2^{k-1} = S_{F2}^{k-1} + S_{B2}^{k-1} \pmod{q}$$

【 0 0 9 2 】

【 数 1 4 】

$$S_1^{k+1} = S_{F1}^{k+1} + S_{B1}^{k+1} \pmod{q}$$

【 0 0 9 3 】

【 数 1 5 】

$$S_2^{k+1} = S_{F2}^{k+1} + S_{B2}^{k+1} \pmod{q}$$

20

ここで、

$$S_{F1}^{k-1}, S_{F2}^{k-1}$$

は第 (k - 1) ノードの前向きリンクへの連続する 2 つの送信シンボル (送信信号) である。

$$S_{B1}^{k-1}, S_{B2}^{k-1}$$

30

は第 (k - 1) ノードの後向きリンクへの連続する 2 つの送信シンボル (送信信号) である。

$$S_{F1}^{k+1}, S_{F2}^{k+1}$$

は第 (k + 1) ノードの前向きリンクへの連続する 2 つの送信シンボル (送信信号) である。

$$S_{B1}^{k+1}, S_{B2}^{k+1}$$

は第 (k + 1) ノードの後向きリンクへの連続する 2 つの送信シンボル (送信信号) である。また、q はラティス符号化の格子サイズである。

40

【 0 0 9 4 】

つまり、本発明の第 2 実施形態に係るマルチホップ無線通信システムでは、第 (k - 1) ノードと第 (k + 1) ノードが送信状態の場合において、上記数 1 2、数 1 3、数 1 4、数 1 5 に基づいて、連続する 2 つの送信シンボルのネットワーク符号化処理 (ネットワークエンコード処理) がそれぞれ行われ、第 (k - 1) ノードに、前向きリンクへの連続する 2 つの送信シンボル及び後向きリンクへの連続する 2 つの送信シンボルを含む、連続する 2 つの送信信号

$$S_1^{k-1}, S_2^{k-1}$$

が生成され、そして、第 (k + 1) ノードにも、前向きリンクへの連続する 2 つの送信シ

50

ンボル及び後向きリンクへの連続する2つの送信シンボルを含む、連続する2つの送信信号

$$s_1^{k+1}, s_2^{k+1}$$

が生成される。

【0095】

次に、本発明の第2実施形態に係るマルチホップ無線通信システムでは、第(k-1)ノードでは、上記数12、数13により生成された連続する2つの送信信号

$$s_1^{k-1}, s_2^{k-1}$$

を用いて、下記数16に基づき、STBC符号化処理(STBC送信データ生成処理)を行い、2時刻にわたる4つの送信シンボルを含むSTBC送信データ(1時刻、2時刻にわたる送信信号行列

$$\mathbf{X}^{k-1})$$

を生成する。

【0096】

【数16】

$$\mathbf{X}^{k-1} = \begin{bmatrix} s_1^{k-1} & -(s_2^{k-1})^* \\ s_2^{k-1} & (s_1^{k-1})^* \end{bmatrix}$$

また、第(k+1)ノードでは、上記数14、数15により生成された連続する2つの送信信号

$$s_1^{k+1}, s_2^{k+1}$$

を用いて、下記数17に基づき、STBC符号化処理(STBC送信データ生成処理)を行い、2時刻にわたる4つの送信シンボルを含むSTBC送信データ(1時刻、2時刻にわたる送信信号行列

$$\mathbf{X}^{k+1})$$

を生成する。

【0097】

【数17】

$$\mathbf{X}^{k+1} = \begin{bmatrix} s_1^{k+1} & -(s_2^{k+1})^* \\ s_2^{k+1} & (s_1^{k+1})^* \end{bmatrix}$$

上記数16及び数17から分かるように、本発明の「STBCを適用したMIMOネットワークコーディング」は、非特許文献5及び非特許文献7に記載された従来の時空間ブロック符号化(STBC)方式とは異なる。

【0098】

つまり、「STBCを適用したMIMOネットワークコーディング」を用いた本発明の第2実施形態に係るマルチホップ無線通信システムでは、各ノードが2時刻で(n時刻とn+1時刻で)、前向きリンク及び後向きリンクへ4つの送信シンボルを送信していることになる。

【0099】

次に、本発明の第2実施形態に係るマルチホップ無線通信システムでは、第kノードが

10

20

30

40

50

受信状態の場合に、第 $(k - 1)$ ノード及び第 $(k + 1)$ ノードの S T B C 送信データ (2 時刻にわたる送信信号行列) を受信する、第 k ノードの受信信号 (2 時刻にわたる受信信号行列) は、下記数 1 8 を用いて、モデル化することができる。

【 0 1 0 0 】

【 数 1 8 】

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}^{k(k-1)} \mathbf{X}^{k-1} + \mathbf{H}^{k(k+1)} \mathbf{X}^{k+1} + \mathbf{N}$$

ただし、

$$\mathbf{Y} \in \mathbb{C}^{2 \times 2}$$

10

は第 k ノードの時刻 n と時刻 $n + 1$ の受信信号行列である。

$$\mathbf{N} \in \mathbb{C}^{2 \times 2}$$

は時刻 n と時刻 $n + 1$ の加法性雑音行列である。また、

$$\mathbf{H}^{k(k-1)} \in \mathbb{C}^{2 \times 2}$$

は第 $(k - 1)$ ノードから第 k ノードへのチャネル行列であり、

$$\mathbf{H}^{k(k+1)} \in \mathbb{C}^{2 \times 2}$$

20

は第 $(k + 1)$ ノードから第 k ノードへのチャネル行列である。

$$\mathbf{X}^{k-1} \in \mathbb{C}^{2 \times 2}$$

は第 $(k - 1)$ ノードの時空間ブロック符号化された送信信号行列 (第 $(k - 1)$ ノードの S T B C 送信データ) である。

$$\mathbf{X}^{k+1} \in \mathbb{C}^{2 \times 2}$$

は第 $(k + 1)$ ノードの時空間ブロック符号化された送信信号行列 (第 $(k + 1)$ ノードの S T B C 送信データ) である。

【 0 1 0 1 】

30

ここで、第 k ノードの 2 時刻にわたる受信信号行列

$$\mathbf{Y} \in \mathbb{C}^{2 \times 2}$$

をベクトル化することにより、上記数 1 8 の等価表現である下記数 1 9 が成立する。

【 0 1 0 2 】

【 数 1 9 】

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}_e \mathbf{s} + \mathbf{n}$$

ただし、

40

$$\mathbf{y} \in \mathbb{C}^4$$

は第 k ノードの時刻 1 と時刻 2 にわたる等価受信信号ベクトルであり、下記数 2 0 で表す。

$$\mathbf{s} \in \mathbb{C}^4$$

は送信信号ベクトルであり、下記数 2 1 で表す。

$$\mathbf{n} \in \mathbb{C}^4$$

は時刻 1 と時刻 2 の等価加法性雑音ベクトルであり、下記数 2 2 で表す。また、

50

$$\mathbf{H}_e \in \mathbb{C}^{4 \times 4}$$

は第 k ノードの S T B C 等価チャネル行列であり、ブロック直交行列となっており、下記数 2 3 で表す。

$$\text{【 0 1 0 3 】}$$

$$\text{【 数 2 0 】}$$

$$\mathbf{y} = \left[y_{11}, y_{12}, y_{21}, y_{22} \right]^T$$

$$\text{【 0 1 0 4 】}$$

$$\text{【 数 2 1 】}$$

$$\mathbf{s} = \left[s_1^{k-1}, s_2^{k-1}, s_1^{k+1}, s_2^{k+1} \right]^T$$

$$\text{【 0 1 0 5 】}$$

$$\text{【 数 2 2 】}$$

$$\mathbf{n} = \left[n_{11}, n_{12}^*, n_{21}, n_{22}^* \right]^T$$

$$\text{【 0 1 0 6 】}$$

$$\text{【 数 2 3 】}$$

$$\mathbf{H}_e = \begin{bmatrix} H_{11}^{k-1} & H_{12}^{k-1} & H_{11}^{k+1} & H_{12}^{k+1} \\ \left(H_{12}^{k-1} \right)^* & -\left(H_{11}^{k-1} \right)^* & \left(H_{12}^{k+1} \right)^* & -\left(H_{11}^{k+1} \right)^* \\ H_{21}^{k-1} & H_{22}^{k-1} & H_{21}^{k+1} & H_{22}^{k+1} \\ \left(H_{22}^{k-1} \right)^* & -\left(H_{21}^{k-1} \right)^* & \left(H_{22}^{k+1} \right)^* & -\left(H_{21}^{k+1} \right)^* \end{bmatrix}$$

ただし、

$$H_{11}^{k-1}$$

は第 $(k-1)$ ノードの第 1 送信アンテナから第 k ノードの第 1 受信アンテナへのチャネル係数である。

$$H_{11}^{k+1}$$

は第 $(k+1)$ ノードの第 1 送信アンテナから第 k ノードの第 1 受信アンテナへのチャネル係数である。

$$H_{12}^{k-1}$$

は第 $(k-1)$ ノードの第 2 送信アンテナから第 k ノードの第 1 受信アンテナへのチャネル係数である。

$$H_{12}^{k+1}$$

は第 $(k+1)$ ノードの第 2 送信アンテナから第 k ノードの第 1 受信アンテナへのチャネル係数である。

$$H_{21}^{k-1}$$

は第 $(k-1)$ ノードの第 1 送信アンテナから第 k ノードの第 2 受信アンテナへのチャネル係数である。

10

20

30

40

50

$$H_{21}^{k+1}$$

は第 (k + 1) ノードの第 1 送信アンテナから第 k ノードの第 2 受信アンテナへのチャネル係数である。

$$H_{22}^{k-1}$$

は第 (k - 1) ノードの第 2 送信アンテナから第 k ノードの第 2 受信アンテナへのチャネル係数である。

$$H_{22}^{k+1}$$

は第 (k + 1) ノードの第 2 送信アンテナから第 k ノードの第 2 受信アンテナへのチャネル係数である。

10

< 2 - 2 > S T B C 復号処理 (S T B C 受信データ生成処理) 及び M I M O 検波処理

本発明の第 2 実施形態に係るマルチホップ無線通信システムにおいて、第 k ノードが受信状態の場合、第 k ノードは、第 (k - 1) ノード及び第 (k + 1) ノードの S T B C 送信データを受信し、上記数 1 9 に基づき、S T B C 復号処理 (S T B C 受信データ生成処理) を行い、S T B C 受信データを生成する。

【 0 1 0 7 】

次に、S T B C 復号処理 (S T B C 受信データ生成処理) により、第 k ノードの S T B C 受信データが生成された後に、第 k ノードでは、下記数 2 4 に基づき、M I M O 受信により、推定シンボル

20

$$\hat{\mathbf{s}}$$

を推定する M I M O 検波処理を行う。

【 0 1 0 8 】

【 数 2 4 】

$$\hat{\mathbf{s}} = \left[\hat{s}_1^{k-1}, \hat{s}_2^{k-1}, \hat{s}_1^{k+1}, \hat{s}_2^{k+1} \right]^T = \mathbf{W}_k^H \mathbf{y}$$

30

ここで、

$$\mathbf{W}_k \in C^{4 \times 4}$$

は第 k ノードの受信ウェイト行列である。また、

$$\mathbf{y}$$

は第 k ノードの S T B C 受信データである。

【 0 1 0 9 】

例えば、M I M O 受信にゼロフォーシング (Z F) アルゴリズムを用いる場合に、第 k ノードの受信ウェイト行列

40

$$\mathbf{W}_k$$

は、下記数 2 5 によって計算される。

【 0 1 1 0 】

【 数 2 5 】

$$\mathbf{W}_k = \mathbf{H}_e \left(\mathbf{H}_e^H \mathbf{H}_e \right)^{-1}$$

ただし、

\mathbf{H}_e

は上記数 2 3 により生成された第 k ノードの S T B C 等価チャネル行列である。

【 0 1 1 1 】

また、例えば、M I M O 受信に M M S E アルゴリズムを用いる場合に、第 k ノードの受信ウェイト行列

 \mathbf{W}_k

は、下記数 2 6 によって計算される。

【 0 1 1 2 】

【 数 2 6 】

$$\mathbf{W}_k = \mathbf{H}_e \left(\mathbf{H}_e^H \mathbf{H}_e + \frac{2\sigma^2}{P} \mathbf{I} \right)^{-1}$$

ただし、P はノードあたりの総送信電力である。また、 σ^2 は受信アンテナあたりの雑音電力である。

< 2 - 3 > ネットワーク復号処理及び中継制御処理

本発明の第 2 実施形態に係るマルチホップ無線通信システムにおいて、< 2 - 2 > で述べた M I M O 検波処理により得られた推定シンボル

 $\hat{\mathbf{s}}$

に基づき、第 k ノードは、ネットワーク復号処理を行い、中継信号を生成し、そして、生成した中継信号が自ノード宛の信号（データ）であるか、又は、他ノード宛の信号（データ）であるかを判断する「中継（宛先）制御処理」を行う。つまり、第 k ノードが中継状態になり、以下、中継状態にある第 k ノードを中継ノードとも言う。

【 0 1 1 3 】

「S T B C を適用した M I M O ネットワークコーディング」を用いた本発明の第 2 実施形態に係るマルチホップ無線通信システムにおいて、中継ノードである第 k ノードでは、

【 0 1 1 4 】

【 数 2 7 】

$$s_{B1}^{k-1}(n) = s_{B1}^k(n-1) \equiv s_{B1}^k$$

【 0 1 1 5 】

【 数 2 8 】

$$s_{B2}^{k-1}(n) = s_{B2}^k(n-1) \equiv s_{B2}^k$$

【 0 1 1 6 】

【 数 2 9 】

$$s_{F1}^{k+1}(n) = s_{F1}^k(n-1) \equiv s_{F1}^k$$

【 0 1 1 7 】

【 数 3 0 】

$$s_{F2}^{k+1}(n) = s_{F2}^k(n-1) \equiv s_{F2}^k$$

ただし、

$$s_{F1}^k(n-1), s_{F2}^k(n-1), s_{B1}^k(n-1), s_{B2}^k(n-1)$$

10

20

30

40

50

は、前タイムスロット ($n - 1$) に、第 k ノードの前向きリンク及び後向きリンクに送信した連続する 2 つの信号 (シンボル) である。

$$s_{B1}^{k-1}(n), s_{B2}^{k-1}(n)$$

は、タイムスロット (n) に、第 ($k - 1$) ノードの後向きリンクに送信した連続する 2 つの信号 (シンボル) である。

$$s_{F1}^{k+1}(n), s_{F2}^{k+1}(n)$$

は、タイムスロット (n) に、第 ($k + 1$) ノードの前向きリンクに送信した連続する 2 つの信号 (シンボル) である。また、

$$s_{F1}^k, s_{F2}^k, s_{B1}^k, s_{B2}^k$$

は、第 k ノードがネットワーク復号処理のために、メモリに保存しておいた前タイムスロットに送信した前向きリンクおよび後向きリンクへの連続する 2 つの送信シンボルである。

【 0 1 1 8 】

本発明の第 2 実施形態に係るマルチホップ無線通信システムにおいて、第 k ノードでは、下記数 3 1、数 3 2、数 3 3 及び数 3 4 に基づき、ネットワーク復号処理 (ネットワークデコード処理) を行い、前向きリンク及び後向きリンクへの連続する 2 シンボルの中継信号 (ネットワーク復号したデータ)

$$s_{F1}^{k-1}, s_{F2}^{k-1}, s_{B1}^{k+1}, s_{B2}^{k+1}$$

を生成する。

【 0 1 1 9 】

【 数 3 1 】

$$s_{F1}^{k-1} = \hat{s}_1^{k-1} - s_{B1}^k \pmod{q}$$

【 0 1 2 0 】

【 数 3 2 】

$$s_{F2}^{k-1} = \hat{s}_2^{k-1} - s_{B2}^k \pmod{q}$$

【 0 1 2 1 】

【 数 3 3 】

$$s_{B1}^{k+1} = \hat{s}_1^{k+1} - s_{F1}^k \pmod{q}$$

【 0 1 2 2 】

【 数 3 4 】

$$s_{B2}^{k+1} = \hat{s}_2^{k+1} - s_{F2}^k \pmod{q}$$

< 2 - 4 > チャンネル推定処理

本発明の第 1 実施形態に係るマルチホップ無線通信システムにおいて、また、本発明の第 2 実施形態に係るマルチホップ無線通信システムにおいても、各ノードが受信状態の場合、当該ノードでは、チャンネル情報を推定するチャンネル推定処理を行う必要がある。

【 0 1 2 3 】

ここで、本発明におけるチャンネル推定処理の一具体例を示す。

【 0 1 2 4 】

第 ($k - 1$) ノードは、下記数 3 5 で表すように、トレーニング信号行列

$$\tilde{\mathbf{S}}^{k-1}$$

10

20

30

40

50

を第 k ノードに送信する。ただし、

$$\tilde{\mathbf{S}}^{k-1}$$

の各行（各送信アンテナに相当）は、互いに直交している系列である。

【 0 1 2 5 】

【 数 3 5 】

$$\mathbf{Y}^{k(k-1)} = \mathbf{H}^{k(k-1)} \tilde{\mathbf{S}}^{k-1} + \mathbf{N}^k$$

ただし、

$$\mathbf{Y}^{k(k-1)}$$

10

は、第 $(k - 1)$ ノードからのトレーニング信号に相当する第 k ノードの受信信号行列である。

$$\mathbf{H}^{k(k-1)}$$

は、第 $(k - 1)$ ノードから第 k ノードへのチャネル行列である。また、

$$\mathbf{N}^k$$

は第 k ノードの加法性雑音行列である。

【 0 1 2 6 】

20

次に、本発明では、下記数 3 6 に基づき、等価なチャネルベクトルを推定する。

【 0 1 2 7 】

【 数 3 6 】

$$\hat{\mathbf{H}}^{k(k-1)} = \left[\tilde{\mathbf{S}}^{k-1} \right]^{-1} \mathbf{Y}^{k(k-1)}$$

ただし、

$$\hat{\mathbf{H}}^{k(k-1)}$$

は、第 $(k - 1)$ ノードから第 k ノードへのチャネル行列の推定値である。

30

< 3 > 本発明の第 2 実施形態に係るマルチホップ無線通信システムにおけるノード装置

ここで、本発明の第 2 実施形態に係るマルチホップ無線通信システムにおけるノード装置について説明する。

【 0 1 2 8 】

図 4 は本発明の第 2 実施形態に係るマルチホップ無線通信システムにおけるノード装置（以下、「ノード装置 1」とも言う。）の一構成例を示すブロック図である。図 5 は図 4 に示すノード装置 1 の動作手順を示すフローチャートである。

【 0 1 2 9 】

図 4 に示すように、ノード装置 1 は、複数本の MIMO アンテナと、RF トランシーバ 10 と、フレーム処理部 15 と、STBC 受信データ生成処理 (S10) を行う STBC 受信データ生成部 20 と、チャネル推定処理 (S20) を行うチャネル推定部 30 と、STBC チャネル行列生成処理 (S30) を行う STBC チャネル行列生成部 50 と、MIMO 検波処理 (S40) を行う MIMO 検波部 40 と、ネットワーク復号処理 (S45) を行うネットワーク復号部 60 と、宛先 (中継) 制御処理 (S50) を行う中継制御部 70 と、ネットワーク符号化処理 (S60) を行うネットワーク符号化部 90 と、STBC 送信データ生成処理 (S70) を行う STBC 送信データ生成部 100 と、トレーニング信号付加処理 (S80) を行うトレーニング信号付加部 110 とを備える。なお、図示されていないが、ノード装置 1 は、データ信号等を格納・保存するための記憶手段 (メモリ) を備える。

40

50

【 0 1 3 0 】

図 4 に示すように、ノード装置 1 は、トレーニング信号付加部 1 1 0 から出力された無線送信信号を、RF トランシーバ 1 0 を経由して MIMO アンテナにて無線送信するとともに、RF トランシーバ 1 0 とフレーム処理部 1 5 を経由して MIMO アンテナにて無線受信した無線受信信号を STBC 受信データ生成部 2 0 に入力し、無線受信したトレーニング信号をチャネル推定部 3 0 に入力する。

【 0 1 3 1 】

図 4 に示すように、RF トランシーバ 1 0 は、ノード装置 1 が受信状態のときは、アンテナで受信したアナログ信号をダウンコンバートし、デジタル信号として、受信処理部（フレーム処理部 1 5 ）に出力し、また、逆にノード装置 1 が送信状態のときは、デジタル送信信号（トレーニング信号付加部 1 1 0 から出力された無線送信信号）をアップコンバートし、アナログ信号としてアンテナより出力（送信）する機能を有する。また、受信処理部（フレーム処理部 1 5 ）からは、デジタル信号である無線受信信号とトレーニング信号が出力される。

10

【 0 1 3 2 】

図 5 に示すように、ノード装置 1 において、無線受信した無線受信信号から、数 1 9 に基づき、STBC 受信データ生成処理を行い、STBC 受信データを生成する（S 1 0）。無線受信したトレーニング信号から、数 3 6 に基づき、チャネル推定処理を行い、チャネル情報を推定する（S 2 0）。S 2 0 で推定されたチャネル情報から、数 2 3 に基づき、STBC チャネル行列生成処理を行い、STBC 等価チャネル行列を生成する（S 3 0）。

20

【 0 1 3 3 】

S 3 0 で生成された STBC 等価チャネル行列と、S 1 0 で生成された STBC 受信データとから、例えば、MIMO 受信にゼロフォーシング（ZF）アルゴリズムを用いる場合に、数 2 4 と数 2 5 に基づき、また、MIMO 受信に MMSE アルゴリズムを用いる場合に、数 2 4 と数 2 6 に基づき、MIMO 検波処理を行い、推定シンボルを推定する（S 4 0）。

【 0 1 3 4 】

S 4 0 で推定された推定シンボルから、数 3 1、数 3 2、数 3 3、数 3 4 に基づき、ネットワーク復号処理を行い、前向きリンク及び後向きリンクの連続する 2 シンボルの中継信号を生成する（S 4 5）。そして、生成された中継信号（ネットワーク復号したデータ）が自ノード宛の信号であるか、又は、他ノード宛の信号であるかを判断する中継（宛先）制御処理（S 5 0）を行い、生成された中継信号が自ノード宛の信号であると判断された場合に、つまり、ノード装置 1 自身（自ノード）が宛先ノードであるため、ノード装置 1 の処理は終了する。

30

【 0 1 3 5 】

一方、S 5 0 で生成された中継信号が他ノード宛の信号であると判断された場合に、つまり、自ノードが中継ノードである場合に、数 2 7、数 2 8、数 2 9 及び数 3 0 に示すように、生成された中継信号（ネットワーク復号したデータ）を前タイムスロット送信データとして、次のタイムスロットのネットワーク復号処理を行うために、メモリに保存する。

40

【 0 1 3 6 】

次に、送信処理においては、S 5 0 で生成された中継信号から、数 1 2、数 1 3、数 1 4、数 1 5 に基づき、連続する 2 つの送信シンボルのネットワーク符号化処理を行い、連続する 2 つの送信信号を生成する（S 6 0）。

【 0 1 3 7 】

S 6 0 で生成された送信信号（ネットワーク符号化された送信データ）から、数 1 6、数 1 7 に基づき、STBC 送信データ生成処理を行い、STBC 送信データを生成する（S 7 0）。S 7 0 で生成された STBC 送信データに、数 3 6 に基づくチャネル推定処理のためのトレーニング信号を付加して、トレーニング信号付加処理を行う（S 8 0）。最

50

後に、S 8 0 でトレーニング信号が付加された S T B C 送信データを、無線送信信号として送信する。

【 0 1 3 8 】

以上のように、ノード装置 1 は、送受信処理を行い、データ（信号）を中継伝送する。

< 4 > 本発明の第 1 実施形態に係るマルチホップ無線通信システムにおけるノード装置

ここで、本発明の第 1 実施形態に係るマルチホップ無線通信システムにおけるノード装置について説明する。

【 0 1 3 9 】

図 6 は本発明の第 1 実施形態に係るマルチホップ無線通信システムにおけるノード装置（以下、「ノード装置 2」とも言う。）の一構成例を示すブロック図である。図 7 は図 6 に示すノード装置 2 の動作手順を示すフローチャートである。

10

【 0 1 4 0 】

図 6 に示すように、ノード装置 2 は、複数本の M I M O アンテナと、R F トランシーバ 1 0 と、フレーム処理部 1 5 と、チャンネル推定処理（S 2 0）を行うチャンネル推定部 3 0 と、M I M O 検波処理（S 4 0）を行う M I M O 検波部 4 0 と、ネットワーク復号処理（S 4 5）を行うネットワーク復号部 6 0 と、宛先（中継）制御処理（S 5 0）を行う中継制御部 7 0 と、ネットワーク符号化処理（S 6 0）を行うネットワーク符号化部 9 0 と、トレーニング信号付加処理（S 8 0）を行うトレーニング信号付加部 1 1 0 とを備える。なお、図示されていないが、ノード装置 2 は、データ信号等を格納・保存するための記憶手段（メモリ）を備える。

20

【 0 1 4 1 】

図 6 に示すように、ノード装置 2 は、トレーニング信号付加部 1 1 0 から出力された無線送信信号を、R F トランシーバ 1 0 を経由して M I M O アンテナにて無線送信するとともに、R F トランシーバ 1 0 とフレーム処理部 1 5 を経由して M I M O アンテナにて無線受信した無線受信信号を M I M O 検波部 4 0 に入力し、無線受信したトレーニング信号をチャンネル推定部 3 0 に入力する。

【 0 1 4 2 】

図 6 に示すように、R F トランシーバ 1 0 は、ノード装置 2 が受信状態のときは、アンテナで受信したアナログ信号をダウンコンバートし、デジタル信号として、受信処理部（フレーム処理部 1 5）に出力し、また、逆にノード装置 2 が送信状態のときは、デジタル送信信号（トレーニング信号付加部 1 1 0 から出力された無線送信信号）をアップコンバートし、アナログ信号としてアンテナより出力（送信）する機能を有する。また、受信処理部（フレーム処理部 1 5）からは、デジタル信号である無線受信信号とトレーニング信号が出力される。

30

【 0 1 4 3 】

図 7 に示すように、ノード装置 2 において、無線受信したトレーニング信号から、数 3 6 に基づき、チャンネル推定処理を行い、チャンネル情報を推定する（S 2 0）。S 2 0 で推定されたチャンネル情報と、無線受信した無線受信信号とから、例えば、M I M O 受信にゼロフォーシング（Z F）アルゴリズムを用いる場合に、数 5 及び数 6 に基づき、また、M I M O 受信に M M S E アルゴリズムを用いる場合に、数 5 及び数 7 に基づき、M I M O 検波処理を行い、推定シンボルを推定する（S 4 0）。

40

【 0 1 4 4 】

S 4 0 で推定された推定シンボルから、数 1 0、数 1 1 に基づき、ネットワーク復号処理を行い、中継信号を生成する（S 4 5）。そして、生成された中継信号（ネットワーク復号したデータ）が自ノード宛の信号であるか、又は、他ノード宛の信号であるかを判断する中継（宛先）制御処理（S 5 0）を行い、生成された中継信号が自ノード宛の信号であると判断された場合に、つまり、ノード装置 2 自身（自ノード）が宛先ノードであるため、ノード装置 2 の処理は終了する。

【 0 1 4 5 】

50

一方、S50で生成された中継信号が他ノード宛の信号であると判断された場合に、つまり、自ノードが中継ノードである場合に、数8及び数9に示すように、生成された中継信号(ネットワーク復号したデータ)を前タイムスロット送信データとして、次のタイムスロットのネットワーク復号処理を行うために、メモリに保存する。

【0146】

次に、送信処理においては、S50で生成された中継信号から、数2、数3に基づき、ネットワーク符号化処理を行い、送信信号を生成する(S60)。

【0147】

S60で生成された送信信号(ネットワーク符号化された送信データ)に、数36に基づくチャネル推定処理のためのトレーニング信号を付加して、トレーニング信号付加処理を行う(S80)。最後に、S80でトレーニング信号が付加されたネットワーク符号化された送信データを、無線送信信号として送信する。

【0148】

以上のように、ノード装置2は、送受信処理を行い、データ(信号)を中継伝送する。

以上では、本発明の第1実施形態及び第2実施形態に係るマルチホップ無線通信システムについて詳細に説明したが、本発明はそれらの実施形態に限定されることはなく、本発明では、各ノードの送信アンテナ数が2本の場合、Alamouti-STBCを用いるが、例えば、各ノードの送信アンテナ数が3本以上の場合(各ノードは3素子以上のアレーアンテナを搭載している場合)は、例えば、非特許文献8及び非特許文献9に記載されたような任意の時空間ブロック符号化(STBC)方式を本発明に適用することが可能である。

【0149】

また、上述した本発明の実施形態では、MIMO検波処理において、具体例として、MIMO受信にゼロフォーシング(ZF)アルゴリズムとMMSEアルゴリズムを使用した。が、本発明はそれに限定されることはなく、例えば、非特許文献10に記載されたような任意のMIMO検波方式(MIMO検波処理)を適用することも可能である。

【0150】

更に、上述した本発明の実施形態では、数12、数13、数14、数15に基づき、又は数2、数3に基づき、ネットワーク符号化処理を行うようにしているが、本発明におけるネットワーク符号化処理は、それらの数式に基づく演算操作に限定されることはなく、他の演算操作によるネットワーク符号化処理を本発明に適用することも勿論可能である。

【0151】

また更に、上述した本発明の実施形態では、数31、数32、数33、数34に基づき、又は、数10、数11に基づき、ネットワーク復号処理を行うようにしているが、本発明におけるネットワーク復号処理はそれらの数式に基づく演算操作に限定されることはなく、他の演算操作によるネットワーク復号処理を本発明に適用することも勿論可能である。

【0152】

また更に、上述した2種類の本発明の「1次元MIMOネットワークコーディング」にOFDM方式を適用することにより、「MIMO-OFDMネットワークコーディング」を構成し、本発明に係るマルチホップ無線通信システムは、その「MIMO-OFDMネットワークコーディング」を用いることが可能である。

【0153】

具体的に、例えば、図4及び図6において、トレーニング信号付加部110の後に、即ち、トレーニング信号付加部110とRFトランシーバ10との間に、「OFDM変調部」を備え、また、フレーム処理部15(受信処理部)の前に、即ち、RFトランシーバ10とフレーム処理部15との間に、「OFDM復調部」を備えることにより、「MIMO-OFDMネットワークコーディング」を用いた本発明に係るマルチホップ無線通信システムのノード装置を構成することができる。

【0154】

10

20

30

40

50

このような「MIMO-OFDMネットワークコーディング」を用いた本発明に係るマルチホップ無線通信システムのノード装置において、上述した「MIMO方式」、「ネットワークコーディング送受信方式」、「STBC方式」は、OFDMの各サブキャリア単位で処理する。

< 5 > 計算機シミュレーションによる性能評価

ここでは、本発明の有効性（性能）を検証するために、計算機シミュレーションによる理論解析により、本発明に係るマルチホップ無線通信システムの一具体実施例であるマルチホップ無線ネットワークの伝送容量の数値解析を行い、本発明のマルチホップ無線通信システムは従来の無線ネットワークより性能改善が改善されたことを確認した。

10

< 5 - 1 > シミュレーション条件

計算機による数値シミュレーションを行う条件は、以下の通りである。

条件 1 :

1次元マルチホップ無線ネットワークを構成し、そして、ネットワーク内のノード数は8ノードである。

条件 2 :

数値シミュレーション用のシナリオを図8に示す。図8に示す(A), (B), (C), (D), (E), (F), (G)の7通りのシナリオの分類である。

20

条件 3 :

MIMOマルチホップ/メッシュネットワークにおける各ノードのアンテナ本数は3本とする。また、スマートアンテナメッシュネットワーク、及びリンク毎MIMOメッシュネットワークは、各ノードのアンテナ本数は2本とする。

条件 4 :

隣接ノードとの距離は、全て等しくdとする。

30

条件 5 :

隣接する任意のノードにおける任意の送受信アンテナ間のチャンネルは、互いに独立で同一の分布 (Independently Identical Distributed、IID) のフラットレイリーフェージングチャンネルに従うものとする。また、それらの電力は、距離により減衰するものとし、パスロス定数は3.5である。全てのチャンネルは、見通し外 (Non Line Of Sight、NLOS) 環境を想定した人工的な環境である。

条件 6 :

シナリオ(D)、即ち、リンク毎MIMOメッシュネットワークでは、それぞれのリンクにおいて固有モード (Singular Value Decompositon、SVD) MIMO伝送する。固有モードMIMO伝送では、各リンクのチャンネル行列の右及び左特異行列を、それぞれ送信ウェイト及び受信ウェイトとして用いる。

40

条件 7 :

ネットワークチャンネルキャパシティを表す値として、第4ノードの総チャンネルキャパシティを評価する。

条件 8 :

ノードあたりの合計送信電力はPであり、受信アンテナあたりの雑音電力は σ^2 である。したがって、仮にチャンネルゲインが1であったとすると、各チャンネルの P/σ^2 は、各

50

リンクのアンテナあたりの信号対雑音電力 (Signal to Noise Ratio、S N R) である。

< 5 - 2 > 数値解析結果

図 9 にモンテカルロシミュレーションにより計算した各シナリオの S N R に対する平均総キャパシティを示す。図 9 は、本発明に係るマルチホップ無線通信システム (マルチホップ無線ネットワーク) の基礎解析のために、距離 3 d 以上のノードからの干渉信号は無視している。

【 0 1 5 5 】

図 9 より、シナリオ (D)、即ち、リンク毎 M I M O メッシュネットワークの性能は、2 ストリーム伝送することでそれぞれのリンク内で多重利得が得られるため、S I S O メッシュネットワーク (デュアル・チャネル) の約 2 倍となり、スマートアンテナメッシュネットワークは、1 チャネルで干渉回避できることから、S I S O メッシュネットワーク (デュアル・チャネル) の 2 倍以上となる。

【 0 1 5 6 】

一方、3 本のアンテナを用いて実現される M I M O マルチホップ / メッシュネットワークは、リンク多重と同時に干渉除去を実現し最大化ウェイトによりアレイ利得とダイバーシチ利得を得ているために、S I S O メッシュネットワーク (デュアル・チャネル) の 4 倍を達成できるが、送信ダイバーシチ利得だけを得ている本発明に係るマルチホップ無線ネットワークでも約 3 . 5 倍を達成することができる。

以上では、「1 次元 M I M O ネットワークコーディング」を利用した、本発明の第 1 実施形態に係るマルチホップ無線通信システム、及び本発明の第 2 実施形態に係るマルチホップ無線通信システムについて詳細に述べた。

【 0 1 5 7 】

上述した本発明のマルチホップ無線通信システム (第 1 実施形態及び第 2 実施形態) では、1 次元 M I M O ネットワークコーディングを利用することにより、双方向のマルチホップ中継を単一チャネルで高効率に実現しているため、以下、本発明の第 1 実施形態に係るマルチホップ無線通信システム、と本発明の第 2 実施形態に係るマルチホップ無線通信システムを、「1 次元 M I M O ネットワークコーディングを用いた単一チャネルによる双方向 M I M O メッシュネットワーク (1 D M N C) 」とも称する。

【 0 1 5 8 】

一般的に、2 次元トポロジーを有する 2 次元メッシュネットワークでは、複数のデータフローが存在するため、1 次元 M I M O ネットワークコーディング (1 D M N C) の技術を 2 次元に拡張することは大変重要である。1 次元 M I M O ネットワークコーディングの技術をいくつかの交差する経路が存在するトポロジーを含む 2 次元メッシュネットワークに適用する場合 (図 1 0 (b) 参照) に、1 次元 M I M O ネットワーク符号化された複数の経路 (ルート) が 2 次元的に展開され、互いに交差しているため、同一チャネル干渉を回避するために、それぞれの経路は異なるチャネルが割り当てられなければならない。

【 0 1 5 9 】

そこで、本発明の発明者らは、研究を重ねた結果として、1 次元 M I M O ネットワークコーディングの技術に基づいて拡張して得られた 2 次元 M I M O ネットワークコーディングを用い、単一チャネルによる 2 次元双方向 M I M O メッシュネットワーク (後述する本発明の第 3 実施形態 ~ 第 8 実施形態に係るマルチホップ無線通信システム) (例えば、図 1 0 (c)、図 1 0 (d) を参照すること。) を発明した。本発明の単一チャネルによる 2 次元双方向 M I M O メッシュネットワークの各ノードは 4 本のアンテナを持つ。

【 0 1 6 0 】

本発明で言う「2 次元 M I M O ネットワークコーディング」は、大きく 2 種類のものに分けることができる。1 つは S T B C を適用した 2 次元 M I M O ネットワークコーディングであり、以下、「2 次元 S T B C - M I M O ネットワークコーディング」とも称する。

【 0 1 6 1 】

もう1つは、STBCを適用しない2次元MIMOネットワークコーディングであり、以下、「2次元MIMOネットワークコーディング」とも称する。

【 0 1 6 2 】

なお、ここで、本発明の第3実施形態～第8実施形態に係るマルチホップ無線通信システムを説明するために、使用される数式において、使用する数学記号について説明する。

x

はスカラー変数を表す。

\mathbf{X}

はベクトル変数を表す。

10

\mathbf{X}

はマトリックス変数を表す。 $[\cdot]^T$ は $[\cdot]$ の転置を表す。 $[\cdot]^H$ は $[\cdot]$ のエルミート転置を表す。 $E[\cdot]$ はランダムプロセスのサンプル平均を表す。

$\mathbf{X}^{(i)}$ は \mathbf{X}

の*i*番目の列を表す。

$\mathbf{X}^{(i)}$ は \mathbf{X}

の*i*番目の成分を表す。また、記号 \oplus は $k + 1$ と $k - 1$ の成分を加算することを意味する。

20

< 6 > 本発明の第3実施形態に係るマルチホップ無線通信システム(2次元MIMOネットワークコーディングを用いたクロス型(Cross type)2次元マルチホップ通信システム(2DMNC1))

本発明の2次元MIMOネットワークコーディングは、図10及び図11に示すような二つの経路(route)が交差するようなネットワークトポロジーを有する無線メッシュネットワークに適用する。

【 0 1 6 3 】

本発明では、このような無線メッシュネットワークにおいて、交差する二つの経路を経路Vと経路Hにする。経路が交差する位置に存在するノードを交差点ノードCとし、経路V及び経路H上には、交差点ノードを含む

30

$$k \in \{1, \dots, k-1, k, k+1, \dots, K\}$$

個のノードがそれぞれ存在する。

【 0 1 6 4 】

本発明では、ノード番号に経路を識別する記号(H、V)を付加して標記する。例えば、経路Vの($k - 1$)番目のノードは $V(k - 1)$ となる。2次元MIMOネットワークコーディングを用いる本発明のマルチホップ無線通信システムでは、それぞれのノードは4本のMIMOアンテナ($M = 4$)を搭載していることを前提とする。また、図11(A)

40

【 0 1 6 5 】

図10及び図11に示すようなトポロジーを有する無線メッシュネットワーク内には、前向き、後向き、下向き、上向きの四つの情報のフローが存在する。前向きフロー(F)は経路H上のノード $H(1)$ からノード $H(K)$ へ、後向きフロー(B)は経路H上のノード $H(K)$ からノード $H(1)$ へ、下向きフロー(D)は経路V上のノード $V(K)$ から $V(1)$ へ、上向きフロー(U)は経路V上のノード $V(1)$ から $V(K)$ へ流れるものである。

。

【 0 1 6 6 】

50

本発明の2次元MIMOネットワークコーディングを用いることにより、単一チャネルだけを用いて、これら四つのフローが同時にネットワーク内を流れる情報伝達法を実現することができる。

【0167】

図12と図13に示すように、本発明では、ネットワーク内にあるノードは、受信状態(Rx)と送信状態(Tx)を交互に繰り返すものとする。

【0168】

例えば、図12では、タイムスロットnにおいて、経路H上のノードH(k±1)及び経路V上のノードV(k±1)が送信状態にあり、その他のノードは受信状態にある。また、タイムスロットn+1において、交差点ノードC、経路H上のノードH(k±2)及び経路V上のノードV(k±2)が送信状態にあり、その他のノードは受信状態にある。

【0169】

本発明では、交差点ノードC及びその隣接ノード以外のノードは、実施形態1及び実施形態2に詳細に説明した1次元MIMOネットワークコーディングを行う。

【0170】

よって、以下では、交差点ノード及びその隣接ノードの送受信アルゴリズム(即ち、2次元ネットワークコーディング)について述べる。

【0171】

本発明では、以下の標記を用いる。ノードWのタイムスロットnのときのフローLは、

$$s_L^W(n)$$

と表す。例えば、ノードCのタイムスロットnのときの前向きフローは

$$s_F^C(n)、$$

後向きフローは

$$s_B^C(n)、$$

下向きフローは

$$s_D^C(n)、$$

上向きフローは

$$s_U^C(n)$$

とそれぞれ表わす。

【0172】

また、送信ノードが一つのアンテナ(二つのアンテナ)で信号を送信するとき、送信ノード(T)と受信ノード(R)の間のチャネル応答ベクトル(行列)は、

$$\mathbf{h}^{RT} \in \mathbb{C}^M \quad (\mathbf{H}^{RT} \in \mathbb{C}^{M \times 2})$$

と表す。そして、ノードRにおける平均0、分散

$$\sigma^2 \mathbf{I}$$

の雑音ベクトルは

$$\mathbf{n}^R \in \mathbb{C}^m$$

と表す。

【0173】

さらに、情報フローL上のノード $L = \{W(1), W(2), \dots, W(N)\}$ では、情報はノードW(k-1)からW(k)へ流れるため、下記数式が成り立つ。

【0174】

10

20

30

40

50

【数 37】

$$s_L^{W(k)}(n) = s_L^{W(k-1)}(n-1)$$

本発明では、上記数 37 で表す関係を「フロー不変の法則」と呼ぶ。フローとそのフローに一致するノードのセットを表 1 に示す。

【0175】

【表 1】

モデル	2DMNC1	2DMNC2
Ω_F	H(k-2), H(k-1), C, H(k+1), H(k+2), H(k+3)	H(k-2), H(k-1), V(k-1), H(k+1), H(k+2), H(k+3)
Ω_B	H(k+2), H(k+1), C, H(k-1), H(k-2), H(k-3)	H(k+2), H(k+1), V(k-1), H(k-1), H(k-2), H(k-3)
Ω_D	V(k+2), V(k+1), C, V(k-1), V(k-2), V(k-3)	V(k+2), V(k+1), H(k-1), V(k-1), V(k-2), V(k-3)
Ω_U	V(k-2), V(k-1), C, V(k+1), V(k+2), V(k+3)	V(k-2), V(k-1), H(k-1), V(k+1), V(k+2), V(k+3)

10

以下、本発明の第 3 実施形態に係るマルチホップ無線通信システムについて説明する。本発明の第 3 実施形態に係るマルチホップ無線通信システムとは、2次元 MIMO ネットワークコーディングを用いたクロス型 (Cross type) 2次元マルチホップ通信システム (2DMNC1) である。

20

【0176】

図 12 に、タイムスロット n において、本発明の第 3 実施形態に係るクロス型 2次元マルチホップ通信システム (2DMNC1) の情報伝達を説明するための模式図を示す。図 13 に、タイムスロット (n+1) において、本発明の第 3 実施形態に係るクロス型 2次元マルチホップ通信システム (2DMNC1) の情報伝達を説明するための模式図を示す。

【0177】

また、図 14 に、タイムスロット n において、本発明の第 3 実施形態に係るクロス (左折・右折) 型 2次元マルチホップ通信システムの情報伝達を説明するための模式図を示す。図 15 に、タイムスロット (n+1) において、本発明の第 3 実施形態に係るクロス (左折・右折) 型 2次元マルチホップ通信システムの情報伝達を説明するための模式図を示す。

30

【0178】

図 16 は、本発明に係る 2次元 MIMO ネットワークコーディングを用いる 2次元マルチホップ通信システムにおけるノード装置 (以下、「ノード装置 3」とも言う。) の一構成例を示すブロック図である。図 17 は図 16 に示すノード装置 3 の動作手順を示すフローチャートである。

【0179】

以下では、図 12 及び図 13 に示すクロス型マルチホップ通信システムについて、図 16 及び図 17 を参照した上で、2DMNC1 におけるノード (ノード装置) の送受信アルゴリズム (2次元 MIMO ネットワークコーディング) を詳細に説明する。

40

【0180】

なお、図 14 と図 15 に示すクロス (左折・右折) 型マルチホップ通信システムについては、図 12 及び図 13 に示すクロス (直線) 型マルチホップ通信システムと全く同様の処理 (送受信アルゴリズム) で、2次元 MIMO ネットワークコーディングを行うことが可能である。従って、その説明は省略するが、直線的に交差する以外に、2種類の左折・右折型のクロス形態があり、これら 3種類を使い分けたり、切り替えてマルチホップ通信システムを構成することが可能であるのは明らかである。

50

【 0 1 8 1 】

図 1 6 に示すように、ノード装置 3 は、複数本（4 本）の M I M O アンテナと、R F トランシーバ 1 0 0 と、フレーム処理部 1 5 0 と、チャンネル推定処理（S 2 0 0）を行うチャンネル推定部 3 0 0 と、M I M O 検波処理（S 4 0 0）を行う M I M O 検波部 4 0 0 と、経路 H におけるネットワーク復号処理（S 4 5 1）を行う経路 H におけるネットワーク復号部 6 0 1 と、経路 H における宛先（中継）制御処理（S 5 0 1）を行う経路 H における中継制御部 7 0 1 と、経路 H におけるネットワーク符号化処理（S 6 0 1）を行う経路 H におけるネットワーク符号化部 9 0 1 と、経路 H におけるトレーニング信号付加処理（S 8 0 1）を行う経路 H におけるトレーニング信号付加部 1 1 0 1 と、経路 V におけるネットワーク復号処理（S 4 5 2）を行う経路 V におけるネットワーク復号部 6 0 2 と、経路 V における宛先（中継）制御処理（S 5 0 2）を行う経路 V における中継制御部 7 0 2 と、経路 V におけるネットワーク符号化処理（S 6 0 2）を行う経路 V におけるネットワーク符号化部 9 0 2 と、経路 V におけるトレーニング信号付加処理（S 8 0 2）を行う経路 V におけるトレーニング信号付加部 1 1 0 2 とを備える。なお、図示されていないが、ノード装置 3 は、データ信号等を格納・保存するための記憶手段（メモリ）を備える。

10

【 0 1 8 2 】

図 1 6 に示すように、ノード装置 3 は、経路 H におけるトレーニング信号付加部 1 1 0 1 から出力された経路 H の無線送信信号と、経路 V におけるトレーニング信号付加部 1 1 0 2 から出力された経路 V の無線送信信号を、R F トランシーバ 1 0 0 を経由して M I M O アンテナにて無線送信するとともに、R F トランシーバ 1 0 0 とフレーム処理部 1 5 0 を経由して M I M O アンテナにて無線受信した無線受信信号を M I M O 検波部 4 0 0 に入力し、無線受信したトレーニング信号をチャンネル推定部 3 0 0 に入力する。

20

【 0 1 8 3 】

図 1 6 に示すように、R F トランシーバ 1 0 0 は、ノード装置 3 が受信状態のときは、アンテナで受信したアナログ信号をダウンコンバートし、デジタル信号として、受信処理部（フレーム処理部 1 5 0）に出力し、また、逆にノード装置 3 が送信状態のときは、デジタル送信信号（経路 H におけるトレーニング信号付加部 1 1 0 1 から出力された経路 H の無線送信信号と、経路 V におけるトレーニング信号付加部 1 1 0 2 から出力された経路 V の無線送信信号）をアップコンバートし、アナログ信号としてアンテナより出力（送信）する機能を有する。また、受信処理部（フレーム処理部 1 5 0）からは、デジタル信号である無線受信信号とトレーニング信号が出力される。

30

【 0 1 8 4 】

図 1 7 に示すように、ノード装置 3 において、無線受信したトレーニング信号から、チャンネル推定処理を行い、チャンネル情報を推定する（S 2 0 0）。S 2 0 0 で推定されたチャンネル情報と、無線受信した無線受信信号（データ）とから、M I M O 検波処理を行い、推定シンボルを推定する（S 4 0 0）。

【 0 1 8 5 】

S 4 0 0 で推定された前向きリンク及び後向きリンクの推定シンボルから、経路 H におけるネットワーク復号処理を行い、経路 H の中継信号を生成する（S 4 5 1）。そして、生成された経路 H の中継信号（ネットワーク復号したデータ）が自ノード宛の信号であるか、又は、他ノード宛の信号であるかを判断する経路 H における中継（宛先）制御処理（S 5 0 1）を行い、生成された経路 H の中継信号が自ノード宛の信号であると判断された場合に、つまり、ノード装置 3 自身（自ノード）が宛先ノードであるため、ノード装置 3 の処理は終了する。

40

【 0 1 8 6 】

一方、S 5 0 1 で生成された経路 H の中継信号が他ノード宛の信号であると判断された場合に、つまり、自ノードが中継ノードである場合に、生成された中継信号（ネットワーク復号したデータ）を経路 H における前タイムスロット送信データとして、次のタイムスロットの経路 H におけるネットワーク復号処理を行うために、メモリに保存する。

【 0 1 8 7 】

50

また、S 4 0 0 で推定された上向きリンク及び下向きリンクの推定シンボルから、経路 V におけるネットワーク復号処理を行い、経路 V の中継信号を生成する (S 4 5 2)。そして、生成された経路 V の中継信号 (ネットワーク復号したデータ) が自ノード宛の信号であるか、又は、他ノード宛の信号であるかを判断する経路 V における中継 (宛先) 制御処理 (S 5 0 2) を行い、生成された経路 V の中継信号が自ノード宛の信号であると判断された場合に、つまり、ノード装置 3 自身 (自ノード) が宛先ノードであるため、ノード装置 3 の処理は終了する。

【 0 1 8 8 】

一方、S 5 0 2 で生成された経路 V の中継信号が他ノード宛の信号であると判断された場合に、つまり、自ノードが中継ノードである場合に、生成された中継信号 (ネットワーク復号したデータ) を経路 V における前タイムスロット送信データとして、次のタイムスロットの経路 H におけるネットワーク復号処理を行うために、メモリに保存する。

10

【 0 1 8 9 】

次に、送信処理においては、S 5 0 1 で生成された経路 H の中継信号から、経路 H におけるネットワーク符号化処理を行い、経路 H の送信信号を生成する (S 6 0 1)。

【 0 1 9 0 】

S 6 0 1 で生成された経路 H の送信信号 (経路 H におけるネットワーク符号化された送信データ) に、チャネル推定処理のための経路 H におけるトレーニング信号を付加して、経路 H におけるトレーニング信号付加処理を行う (S 8 0 1)。

【 0 1 9 1 】

20

また、送信処理においては、S 5 0 2 で生成された経路 V の中継信号から、経路 V におけるネットワーク符号化処理を行い、経路 V の送信信号を生成する (S 6 0 2)。

【 0 1 9 2 】

S 6 0 2 で生成された経路 V の送信信号 (経路 V におけるネットワーク符号化された送信データ) に、チャネル推定処理のための経路 V におけるトレーニング信号を付加して、経路 V におけるトレーニング信号付加処理を行う (S 8 0 2)。

【 0 1 9 3 】

最後に、S 8 0 1 でトレーニング信号が付加された経路 H におけるネットワーク符号化された送信データと、S 8 0 2 でトレーニング信号が付加された経路 V におけるネットワーク符号化された送信データに対し、MIMO空間多重処理 (S 1 0 0 0) を行ってから無線送信信号として送信する。

30

【 0 1 9 4 】

以上のように、ノード装置 3 は、送受信処理を行い、データ (信号) を中継伝送する。

< 6 - 1 > タイムスロット n

図 1 2 に示すように、タイムスロット n において、ノード H ($k \pm 1$) とノード V ($k \pm 1$) は送信ノードであり、それぞれの送信信号

$$s_{FB}^{H(k\pm 1)} \quad , \quad s_{UD}^{V(k\pm 1)}$$

は下記数式で表される。

40

【 0 1 9 5 】

つまり、経路 H におけるネットワーク符号化処理は、下記数 3 8 に基づき行われる。

【 0 1 9 6 】

【 数 3 8 】

$$s_{FB}^{H(k\pm 1)} = s_B^{H(k\pm 1)}(n) + s_F^{H(k\pm 1)}(n) \bmod q$$

また、経路 V におけるネットワーク符号化処理は、下記数 3 9 に基づき行われる。

【 0 1 9 7 】

【数 3 9】

$$s_{UD}^{V(k\pm 1)} = s_D^{V(k\pm 1)}(n) + s_U^{V(k\pm 1)}(n) \bmod q$$

ただし、 q は送信電力を制限するためのラティス符号の格子サイズである。

【0 1 9 8】

これらの送信信号は、送信ノードの4つのアンテナの一つを用いて送信される。そして、交差点ノードCにおける受信信号

$$\mathbf{y}^C$$

は下記数 4 0 で表される。

10

【0 1 9 9】

つまり、4 ストリームの受信信号は、数 4 0 によって表される。

【0 2 0 0】

【数 4 0】

$$\mathbf{y}^C = \sum \mathbf{h}^{CH(k\pm 1)} s^{H(k\pm 1)} + \sum \mathbf{h}^{CV(k\pm 1)} s^{V(k\pm 1)} + \mathbf{n}^C = \mathbf{H}^C \mathbf{s}^C + \mathbf{n}^C$$

【0 2 0 1】

【数 4 1】

$$\mathbf{H}^C = \left[\mathbf{h}^{CH(k-1)} \mathbf{h}^{CH(k+1)} \mathbf{h}^{CV(k-1)} \mathbf{h}^{CV(k+1)} \right]$$

20

【0 2 0 2】

【数 4 2】

$$\mathbf{s}^C = \left[s_{FB}^{H(k-1)} s_{FB}^{H(k+1)} s_{UD}^{V(k-1)} s_{UD}^{V(k+1)} \right]^T$$

ノードCは、4つのアンテナを有しているため、送信された4つの信号は、下記の線形アルゴリズムにより、推定することが可能である。

【0 2 0 3】

30

つまり、4 ストリームのMIMO検波処理は、下記数 4 3 に基づき、行われる。

【0 2 0 4】

【数 4 3】

$$\hat{\mathbf{s}}^C = \left[\hat{s}_{FB}^{H(k-1)} \hat{s}_{FB}^{H(k+1)} \hat{s}_{UD}^{V(k-1)} \hat{s}_{UD}^{V(k+1)} \right]^T = \left(\mathbf{W}_r^C \right)^H \mathbf{y}^C$$

ここで、MMSE受信ウェイト

$$\mathbf{W}_r^C$$

は下記数 4 4 となる。

40

【0 2 0 5】

【数 4 4】

$$\mathbf{W}_r^C = \Gamma_{MMSE} \left(\mathbf{H}^C \right)$$

【0 2 0 6】

【数 4 5】

$$\Gamma_{\text{MMSE}}(\mathbf{H}) = \mathbf{H} \left(\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \frac{\sigma^2}{P} \mathbf{I} \right)^{-1}$$

また、ZF 受信ウェイトは下記数 4 6 となる。

【0 2 0 7】

【数 4 6】

$$\mathbf{W}_r^C = \Gamma_{\text{ZF}}(\mathbf{H}^C)$$

10

【0 2 0 8】

【数 4 7】

$$\Gamma_{\text{ZF}}(\mathbf{H}) = \mathbf{H}(\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1}$$

ただし、P はノードあたりの総送信電力である。また、 σ^2 は受信アンテナあたりの雑音電力である。

$$s_F^{H(k-1)}(n), s_B^{H(k-1)}(n), s_D^{H(k-1)}(n), s_U^{H(k-1)}(n)$$

はネットワーク復号とフロー不変の法則により、下記数 4 8 ~ 数 5 1 のように推定することができる。

20

【0 2 0 9】

つまり、経路 H におけるネットワーク復号処理は、数 4 8 と数 4 9 に基づき、行われる。

【0 2 1 0】

【数 4 8】

$$\hat{s}_F^{H(k-1)}(n) = \hat{s}_{\text{FB}}^{H(k-1)} - s_B^C(n-1) \bmod q$$

【0 2 1 1】

【数 4 9】

30

$$\hat{s}_B^{H(k+1)}(n) = \hat{s}_{\text{FB}}^{H(k+1)} - s_F^C(n-1) \bmod q$$

また、経路 V におけるネットワーク復号処理は、数 5 0 と数 5 1 に基づき、行われる。

【0 2 1 2】

【数 5 0】

$$\hat{s}_U^{V(k-1)}(n) = \hat{s}_{\text{UD}}^{V(k-1)} - s_D^C(n-1) \bmod q$$

【0 2 1 3】

【数 5 1】

$$\hat{s}_D^{V(k+1)}(n) = \hat{s}_{\text{UD}}^{V(k+1)} - s_U^C(n-1) \bmod q$$

40

以上の処理 (アルゴリズム) により、ノード C は周囲のノードから送信された四つのフロー (ノード H (k - 1) からの前向きフロー、ノード H (k + 1) からの後向きフロー、ノード V (k + 1) からの下向きフロー、ノード V (k - 1) からの上向きフロー) を受信した。

【0 2 1 4】

最後に、ノード C は受信した信号の宛先を確認し、自ノード宛でない場合は、以下の中継制御を行う。

【0 2 1 5】

つまり、経路 H における中継制御処理は、数 5 2 と数 5 3 に基づき、行われる。

50

【 0 2 1 6 】

【 数 5 2 】

$$s_F^C(n+1) \stackrel{\Delta}{=} \hat{s}_F^{H(k-1)}(n)$$

【 0 2 1 7 】

【 数 5 3 】

$$s_B^C(n+1) \stackrel{\Delta}{=} \hat{s}_B^{H(k+1)}(n)$$

また、経路 V における中継制御処理は、数 5 4 と数 5 5 に基づき、行われる。

10

【 0 2 1 8 】

【 数 5 4 】

$$s_U^C(n+1) \stackrel{\Delta}{=} \hat{s}_U^{V(k-1)}(n)$$

【 0 2 1 9 】

【 数 5 5 】

$$s_D^C(n+1) \stackrel{\Delta}{=} \hat{s}_D^{V(k+1)}(n)$$

20

< 6 - 2 > タイムスロット (n + 1)

図 1 3 に示すように、次のタイムスロット (n + 1) では、ノード C は送信ノードになる。送信ノードは、周囲のノードからタイムスロット n で受信した信号をネットワークコーディングする。経路 H 上のノードは経路 V 上の信号についての情報を有しておらず、経路 V 上のノードも経路 H 上の信号についての情報を有していない。

【 0 2 2 0 】

そこで、ノード C において、前向きと後向きフロー及び下向きと上向きフローが、それぞれ下記数 5 6、数 5 7 のように、ネットワークコーディングされる。

【 0 2 2 1 】

つまり、経路 H におけるネットワーク符号化処理は、下記数 5 6 に基づき、行われる。

30

【 0 2 2 2 】

【 数 5 6 】

$$s_{FB}^C = s_F^C(n+1) + s_B^C(n+1) \bmod q$$

また、経路 V におけるネットワーク符号化処理は、下記数 5 7 に基づき、行われる。

【 0 2 2 3 】

【 数 5 7 】

$$s_{UD}^C = s_D^C(n+1) + s_U^C(n+1) \bmod q$$

ノード C は複数アンテナ (4 本) をもっているため、経路 H 上のネットワークコーディングされた信号と経路 V 上のネットワークコーディングされた信号を、任意の二つのアンテナから空間多重送信することができる。

40

【 0 2 2 4 】

つまり、2 ストリーム空間多重送信処理は、下記数 5 8 に基づき、行われる。

【 0 2 2 5 】

【 数 5 8 】

$$\mathbf{s}^C = \begin{bmatrix} s_{FB}^C \\ s_{UD}^C \end{bmatrix}$$

50

さらに、同じタイムスロットにおいて、ノード $H(k \pm 2)$ とノード $V(k \pm 2)$ は送信ノードであり、それらのネットワークコーディングされた送信信号は、下記数 59、数 60 で与えられる。

【0226】

つまり、経路 H におけるネットワーク符号化処理は、下記数 59 に基づき、行われる。

【0227】

【数59】

$$s_{FB}^{H(k\pm 2)} = s_F^{H(k\pm 2)}(n+1) + s_B^{H(k\pm 2)}(n+1) \bmod q$$

また、経路 V におけるネットワーク符号化処理は、下記数 60 に基づき、行われる。

10

【0228】

【数60】

$$s_{UD}^{V(k\pm 2)} = s_D^{V(k\pm 2)}(n+1) + s_U^{V(k\pm 2)}(n+1) \bmod q$$

ノード $H(k \pm 1)$ (同様に $V(k \pm 1)$) の受信信号は、下記数 61 で与えられる。

【0229】

つまり、3 ストリームの受信信号は下記数 61 で表す。

【0230】

【数61】

$$\mathbf{y}^{H(k\pm 1)} = \mathbf{H}^{H(k\pm 1)} \mathbf{s}^{H(k\pm 1)} + \mathbf{n}^{H(k\pm 1)}$$

20

【0231】

【数62】

$$\mathbf{H}^{H(k\pm 1)} = \left[\mathbf{H}^{H(k\pm 1)} \mathbf{C} \mathbf{h}^{H(k\pm 1)H(k\pm 2)} \right]$$

【0232】

【数63】

$$\mathbf{s}^{H(k\pm 1)} = \left[s_{FB}^C s_{UD}^C s^{H(k\pm 2)} \right]^T$$

30

数 61 では、送信信号は線形受信ウェイトを用いることで検出できる。検出された信号は下記数 64 で与えられる。

【0233】

つまり、MIMO 検波処理は、下記数 64 に基づき、行われる。

【0234】

【数64】

$$\hat{\mathbf{s}}_e^{H(k\pm 1)} = \left[\hat{\mathbf{S}}_{FB}^C \hat{\mathbf{S}}_{UD}^C \hat{\mathbf{S}}^{H(k\pm 2)} \right]^T = \left(\mathbf{W}_r^{H(k\pm 1)} \right)^H \mathbf{y}^{H(k\pm 1)}$$

40

ただし、MMSE の場合は

$$\mathbf{W}_r^{H(k\pm 1)} = \Gamma_{MMSE} \left(\mathbf{H}^{H(k\pm 1)} \right)$$

であり、ZF の場合は

$$\mathbf{W}_r^{H(k\pm 1)} = \Gamma_{ZF} \left(\mathbf{H}^{H(k\pm 1)} \right)$$

である。

$\hat{\mathbf{S}}_{FB}^C$ と $\hat{\mathbf{S}}^{H(k\pm 2)}$

50

から、ノード $H(k \pm 1)$ は所望の前向きと後向きフローの情報を復号することができる。

【 0 2 3 5 】

つまり、経路 H におけるネットワーク復号処理は、下記数 6 5 ~ 数 6 8 に基づき、行われる。

【 0 2 3 6 】

【 数 6 5 】

$$\hat{s}_F^C(n+1) = \hat{s}_{FB}^C - s_B^{H(k+1)}(n) \bmod q$$

【 0 2 3 7 】

【 数 6 6 】

$$\hat{s}_B^{H(k+2)}(n+1) = \hat{s}_{FB}^{H(k+2)} - s_F^{H(k+1)}(n) \bmod q$$

【 0 2 3 8 】

【 数 6 7 】

$$\hat{s}_B^C(n+1) = \hat{s}_{FB}^C - s_F^{H(k-1)}(n) \bmod q$$

【 0 2 3 9 】

【 数 6 8 】

$$\hat{s}_F^{H(k-2)}(n+1) = \hat{s}_{FB}^{H(k-2)} - s_B^{H(k-1)}(n) \bmod q$$

ここで、

$$\hat{s}_{UD}^C$$

は経路 H 上のフローではないため、ノード $H(k \pm 1)$ で復号処理は行わない。

【 0 2 4 0 】

最後に、ノード $H(k \pm 1)$ は受信した信号の宛先を確認し、自ノード宛でない場合は以下の中継制御を行う。

【 0 2 4 1 】

つまり、経路 H における中継制御処理は、下記数 6 9 ~ 数 7 2 に基づき、行われる。

【 0 2 4 2 】

【 数 6 9 】

$$s_F^{H(k+1)}(n+2) \stackrel{\Delta}{=} \hat{s}_F^C(n+1)$$

【 0 2 4 3 】

【 数 7 0 】

$$s_B^{H(k+1)}(n+2) \stackrel{\Delta}{=} \hat{s}_B^{H(k+2)}(n+1)$$

【 0 2 4 4 】

【 数 7 1 】

$$s_B^{H(k-1)}(n+2) \stackrel{\Delta}{=} \hat{s}_B^C(n+1)$$

【 0 2 4 5 】

【 数 7 2 】

$$s_F^{H(k-1)}(n+2) \stackrel{\Delta}{=} \hat{s}_F^{H(k-2)}(n+1)$$

10

20

30

40

50

同様に、

$$\hat{S}_{UD}^C \text{ と } \hat{S}_{UD}^{V(k \pm 2)}$$

から、ノード $V(k \pm 1)$ は所望の下向きフローと上向きフローの情報を復号および中継制御することができる。

【0246】

本発明では、上述した処理を偶数および奇数のタイムスロットで繰り返すことにより、単一チャネルで二次元の双方向フローのマルチホップ中継を実現する。

< 7 > 本発明の第4実施形態に係るマルチホップ無線通信システム(2次元STBC-MIMOネットワークコーディングを用いたクロス型(Cross type)2次元マルチホップ通信システム(2DSTBCMNC1)) 10

以下、本発明の第4実施形態に係るマルチホップ無線通信システムについて説明する。本発明の第4実施形態に係るマルチホップ無線通信システムとは、2次元STBC-MIMOネットワークコーディングを用いたクロス型(Cross type)2次元マルチホップ通信システム(2DSTBCMNC1)である。

【0247】

つまり、本発明の第4実施形態に係るクロス型2次元マルチホップ通信システム(2DSTBCMNC1)では、本発明の第3実施形態に係るクロス型2次元マルチホップ通信システム(2DMNC1)に、STBC処理(STBC機能)を組み合わせることで、より信頼性の高いマルチホップ中継を実現することが可能となる。 20

【0248】

ただし、2DSTBCMNC1では、交差点ノードとそれに隣接するノード以外のノードは、実施形態2に詳細に説明した1次元STBC-MIMOネットワークコーディングを行っているとする。

【0249】

図18は、本発明に係る2次元MIMOネットワークコーディングを用いる2次元マルチホップ通信システムにおけるノード装置(以下、「ノード装置4」とも言う。)の一構成例を示すブロック図である。図19は図18に示すノード装置4の動作手順を示すフローチャートである。 30

【0250】

図16に示すノード装置3と比較すれば分かるように、ノード装置4は、ノード装置3にSTBC機能を追加して構成される。STBC機能を除いて、ノード装置4の構成や動作は、基本的にノード装置3と同じである。

【0251】

以下では、図12及び図13に示すクロス型マルチホップ通信システムについて、図18及び図19を参照した上で、2DSTBCMNC1におけるノード(ノード装置)の受信アルゴリズム(2次元STBC-MIMOネットワークコーディング)を詳細に説明する。

【0252】 40

図18に示すように、ノード装置4は、複数本(4本)のMIMOアンテナと、RFトランシーバ100と、フレーム処理部150と、STBC受信データ生成処理(S100)を行うSTBC受信データ生成部200と、チャネル推定処理(S200)を行うチャネル推定部300と、STBCチャネル行列生成処理(S300)を行うSTBCチャネル行列生成部500と、MIMO検波処理(S400)を行うMIMO検波部400と、経路Hにおけるネットワーク復号処理(S451)を行う経路Hにおけるネットワーク復号部601と、経路Hにおける宛先(中継)制御処理(S501)を行う経路Hにおける中継制御部701と、経路Hにおけるネットワーク符号化処理(S601)を行う経路Hにおけるネットワーク符号化部901と、経路HにおけるSTBC送信データ生成処理(S701)を行う経路HにおけるSTBC送信データ生成部1001と、経路Hにおける 50

トレーニング信号付加処理 (S 8 0 1) を行う経路 H におけるトレーニング信号付加部 1 1 0 1 と、経路 V におけるネットワーク復号処理 (S 4 5 2) を行う経路 V におけるネットワーク復号部 6 0 2 と、経路 V における宛先 (中継) 制御処理 (S 5 0 2) を行う経路 V における中継制御部 7 0 2 と、経路 V におけるネットワーク符号化処理 (S 6 0 2) を行う経路 V におけるネットワーク符号化部 9 0 2 と、経路 V における S T B C 送信データ生成処理 (S 7 0 2) を行う経路 V における S T B C 送信データ生成部 1 0 0 2 と、経路 V におけるトレーニング信号付加処理 (S 8 0 2) を行う経路 V におけるトレーニング信号付加部 1 1 0 2 とを備える。なお、図示されていないが、ノード装置 4 は、データ信号等を格納・保存するための記憶手段 (メモリ) を備える。

【 0 2 5 3 】

10

図 1 8 に示すように、ノード装置 4 は、経路 H におけるトレーニング信号付加部 1 1 0 1 から出力された経路 H の無線送信信号と、経路 V におけるトレーニング信号付加部 1 1 0 2 から出力された経路 V の無線送信信号を、R F トランシーバ 1 0 0 を経由して M I M O アンテナにて無線送信するとともに、R F トランシーバ 1 0 0 とフレーム処理部 1 5 0 を経由して M I M O アンテナにて無線受信した無線受信信号を S T B C 受信データ生成部 2 0 0 に入力し、無線受信したトレーニング信号をチャンネル推定部 3 0 0 に入力する。

【 0 2 5 4 】

図 1 8 に示すように、R F トランシーバ 1 0 0 は、ノード装置 4 が受信状態のときは、アンテナで受信したアナログ信号をダウンコンバートし、デジタル信号として、受信処理部 (フレーム処理部 1 5 0) に出力し、また、逆にノード装置 4 が送信状態のときは、デジタル送信信号 (経路 H におけるトレーニング信号付加部 1 1 0 1 から出力された経路 H の無線送信信号と、経路 V におけるトレーニング信号付加部 1 1 0 2 から出力された経路 V の無線送信信号) をアップコンバートし、アナログ信号としてアンテナより出力 (送信) する機能を有する。また、受信処理部 (フレーム処理部 1 5 0) からは、デジタル信号である無線受信信号とトレーニング信号が出力される。

20

【 0 2 5 5 】

図 1 9 に示すように、ノード装置 4 において、無線受信した無線受信信号 (データ) から、S T B C 受信データ生成処理を行い、S T B C 受信データを生成する (S 1 0 0)。無線受信したトレーニング信号から、チャンネル推定処理を行い、チャンネル情報を推定する (S 2 0 0)。S 2 0 0 で推定されたチャンネル情報から、S T B C チャンネル行列生成処理を行い、S T B C 等価チャンネル行列を生成する (S 3 0 0)。

30

【 0 2 5 6 】

S 3 0 0 で生成された S T B C 等価チャンネル行列と、S 1 0 0 で生成された S T B C 受信データとから、M I M O 検波処理を行い、推定シンボルを推定する (S 4 0 0)。

【 0 2 5 7 】

S 4 0 0 で推定された前向きリンク及び後向きリンクの推定シンボルから、経路 H におけるネットワーク復号処理を行い、前向きリンク及び後向きリンクの連続する 2 シンボルの経路 H の中継信号を生成する (S 4 5 1)。そして、生成された経路 H の中継信号 (ネットワーク復号したデータ) が自ノード宛の信号であるか、又は、他ノード宛の信号であるかを判断する経路 H における中継 (宛先) 制御処理 (S 5 0 1) を行い、生成された経路 H の中継信号が自ノード宛の信号であると判断された場合に、つまり、ノード装置 4 自身 (自ノード) が宛先ノードであるため、ノード装置 4 の処理は終了する。

40

【 0 2 5 8 】

一方、S 5 0 1 で生成された経路 H の中継信号が他ノード宛の信号であると判断された場合に、つまり、自ノードが中継ノードである場合に、生成された経路 H の中継信号 (ネットワーク復号したデータ) を経路 H における前タイムスロット送信データとして、次のタイムスロットの経路 H におけるネットワーク復号処理を行うために、メモリに保存する。

【 0 2 5 9 】

また、S 4 0 0 で推定された上向きリンク及び下向きリンクの推定シンボルから、経路

50

Vにおけるネットワーク復号処理を行い、上向きリンク及び下向きリンクの連続する2シンボルの経路Vの中継信号を生成する(S452)。そして、生成された経路Vの中継信号(ネットワーク復号したデータ)が自ノード宛の信号であるか、又は、他ノード宛の信号であるかを判断する経路Vにおける中継(宛先)制御処理(S502)を行い、生成された経路Vの中継信号が自ノード宛の信号であると判断された場合に、つまり、ノード装置4自身(自ノード)が宛先ノードであるため、ノード装置4の処理は終了する。

【0260】

一方、S502で生成された経路Vの中継信号が他ノード宛の信号であると判断された場合に、つまり、自ノードが中継ノードである場合に、生成された経路Vの中継信号(ネットワーク復号したデータ)を経路Vにおける前タイムスロット送信データとして、次のタイムスロットの経路Vにおけるネットワーク復号処理を行うために、メモリに保存する。

10

【0261】

次に、送信処理においては、S501で生成された経路Hの中継信号から、連続する2つの送信シンボルの経路Hにおけるネットワーク符号化処理を行い、連続する2つの経路Hの送信信号を生成する(S601)。

【0262】

S601で生成された経路Hの送信信号(経路Hにおけるネットワーク符号化された送信データ)から、経路HにおけるSTBC送信データ生成処理を行い、経路HにおけるSTBC送信データを生成する(S701)。S701で生成された経路HにおけるSTBC送信データに、チャンネル推定処理のためのトレーニング信号を付加して、経路Hにおけるトレーニング信号付加処理を行う(S801)。

20

【0263】

また、送信処理においては、S502で生成された経路Vの中継信号から、連続する2つの送信シンボルの経路Vにおけるネットワーク符号化処理を行い、連続する2つの経路Vの送信信号を生成する(S602)。

【0264】

S602で生成された経路Vの送信信号(経路Vにおけるネットワーク符号化された送信データ)から、経路VにおけるSTBC送信データ生成処理を行い、経路VにおけるSTBC送信データを生成する(S702)。S702で生成された経路VにおけるSTBC送信データに、チャンネル推定処理のためのトレーニング信号を付加して、経路Vにおけるトレーニング信号付加処理を行う(S802)。

30

【0265】

最後に、S801でトレーニング信号が付加された経路HにおけるSTBC送信データと、S802でトレーニング信号が付加された経路VにおけるSTBC送信データに対し、MIMO空間多重処理(S1000)を行ってから無線送信信号として送信する。

【0266】

以上のように、ノード装置4は、送受信処理を行い、データ(信号)を中継伝送する。

<7-1>タイムスロットn

40

図12に示すように、タイムスロットnにおいて、ノードH(k±1)及びノードV(k±1)が送信ノードになり、ノードCが受信ノードになる。ノードH(k±1)及びノードV(k±1)の連続する2つの送信シンボルは、下記数73~数76で表される。

【0267】

つまり、経路Hにおけるネットワーク符号化処理は、下記数73、数74に基づき行われる。

【0268】

【数 7 3】

$$s_{FB1}^{H(k\pm 1)} = s_{F1}^{H(k\pm 1)}(n) + s_{B1}^{H(k\pm 1)}(n) \bmod q$$

【0 2 6 9】

【数 7 4】

$$s_{FB2}^{H(k\pm 1)} = s_{F2}^{H(k\pm 1)}(n) + s_{B2}^{H(k\pm 1)}(n) \bmod q$$

また、経路 V におけるネットワーク符号化処理は、下記数 7 5、数 7 6 に基づき行われる。 10

【0 2 7 0】

【数 7 5】

$$s_{UD1}^{V(k\pm 1)} = s_{D1}^{V(k\pm 1)}(n) + s_{U1}^{V(k\pm 1)}(n) \bmod q$$

【0 2 7 1】

【数 7 6】

$$s_{UD2}^{V(k\pm 1)} = s_{D2}^{V(k\pm 1)}(n) + s_{U2}^{V(k\pm 1)}(n) \bmod q$$

20

ただし、

$$s_{F1}^{H(k\pm 1)}, s_{B1}^{H(k\pm 1)}$$

はそれぞれ前向きフロー（前向きリンク）と後向きフロー（後向きリンク）の第 1 シンボルであり、

$$s_{U1}^{H(k\pm 1)}, s_{D1}^{H(k\pm 1)}$$

はそれぞれ上向きフロー（上向きリンク）と下向きフロー（下向きリンク）の第 1 シンボルである。また、

$$s_{F2}^{H(k\pm 1)}, s_{B2}^{H(k\pm 1)}$$

はそれぞれ前向きフローと後向きフローの第 2 シンボルであり、

$$s_{U2}^{H(k\pm 1)}, s_{D2}^{H(k\pm 1)}$$

はそれぞれ上向きフローと下向きフローの第 2 シンボルである。

【0 2 7 2】

ノード H (k ± 1) 及びノード V (k ± 1) において、S T B C 処理された送信信号は下記数 7 7、数 7 8 となる。

【0 2 7 3】

つまり、経路 H における S T B C 送信データ生成処理は、下記数 7 7 に基づき、行われる。 40

【0 2 7 4】

【数 7 7】

$$\mathbf{X}^{H(k\pm 1)} = \begin{bmatrix} s_{FB1}^{H(k\pm 1)} & \left(s_{FB2}^{H(k\pm 1)} \right)^* \\ s_{FB2}^{H(k\pm 1)} & -\left(s_{FB1}^{H(k\pm 1)} \right)^* \end{bmatrix}$$

また、経路 V における S T B C 送信データ生成処理は、下記数 7 8 に基づき、行われる 50

。
【 0 2 7 5 】
【 数 7 8 】

$$\mathbf{X}^{V(k\pm 1)} = \begin{bmatrix} s_{UD1}^{V(k\pm 1)} & \left(s_{UD2}^{V(k\pm 1)} \right)^* \\ s_{UD2}^{V(k\pm 1)} & -\left(s_{UD1}^{V(k\pm 1)} \right)^* \end{bmatrix}$$

そして、受信ノード C の 2 シンボルにわたる受信信号行列

\mathbf{Y}^C

10

は、下記数 7 9 で表される。

【 0 2 7 6 】

つまり、S T B C 処理された 4 ストリームの受信信号は、数 7 9 によって表される。

【 0 2 7 7 】

【 数 7 9 】

$$\mathbf{Y}^C = \sum \mathbf{H}^{HkH(k\pm 1)} \mathbf{X}^{H(k\pm 1)} + \sum \mathbf{H}^{HkV(k\pm 1)} \mathbf{X}^{V(k\pm 1)} + \mathbf{N}^C$$

次に、受信信号行列を下記数 8 0 に基づき、ベクトル化する。

20

【 0 2 7 8 】

つまり、S T B C 受信データ生成処理は、下記数 8 0 に基づき、行われる。

【 0 2 7 9 】

【 数 8 0 】

$$\mathbf{y}_e^C = \left[\left(\mathbf{y}_1^C \right)^T \left(\mathbf{y}_2^C \right)^T \left(\mathbf{y}_3^C \right)^T \left(\mathbf{y}_4^C \right)^T \right]^T$$

ただし、

$$\mathbf{y}_i^C = \left[\mathbf{Y}_{i1}^C \left(\mathbf{Y}_{i2}^C \right)^* \right]^T$$

30

である。

【 0 2 8 0 】

上記数 8 0 で表す受信信号ベクトルは、S T B C 等価チャネル行列

\mathbf{H}_e^C

を用いて、下記数 8 1 によって表現できる。

【 0 2 8 1 】

【 数 8 1 】

40

$$\mathbf{y}_e^C = \mathbf{H}_e^C \mathbf{s}_e^C + \mathbf{n}_e^C$$

ただし、下記数 8 2 ~ 数 8 6 が成立する。

【 0 2 8 2 】

つまり、S T B C チャネル行列生成処理は、下記数 8 2 ~ 数 8 6 に基づき、行われる。

【 0 2 8 3 】

【数 8 2】

$$\mathbf{H}_e^C = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{e11}^{CH(k-1)} & \mathbf{H}_{e11}^{CH(k+1)} & \mathbf{H}_{e11}^{CV(k-1)} & \mathbf{H}_{e11}^{CV(k+1)} \\ \mathbf{H}_{e21}^{CH(k-1)} & \mathbf{H}_{e21}^{CH(k+1)} & \mathbf{H}_{e21}^{CV(k-1)} & \mathbf{H}_{e21}^{CV(k+1)} \\ \mathbf{H}_{e31}^{CH(k-1)} & \mathbf{H}_{e31}^{CH(k+1)} & \mathbf{H}_{e31}^{CV(k-1)} & \mathbf{H}_{e31}^{CV(k+1)} \\ \mathbf{H}_{e41}^{CH(k-1)} & \mathbf{H}_{e41}^{CH(k+1)} & \mathbf{H}_{e41}^{CV(k-1)} & \mathbf{H}_{e41}^{CV(k+1)} \end{bmatrix}$$

【 0 2 8 4 】

10

【数 8 3】

$$\mathbf{H}_{ej}^{RT} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{ij}^{RT} & \mathbf{H}_{i(j+1)}^{RT} \\ \left(\mathbf{H}_{i(j+1)}^{RT}\right)^* & -\left(\mathbf{H}_{ij}^{RT}\right)^* \end{bmatrix}$$

【 0 2 8 5 】

【数 8 4】

$$\mathbf{s}_e^C = \left[s_{FB1}^{H(k-1)} s_{FB2}^{H(k-1)} s_{FB1}^{H(k+1)} s_{FB2}^{H(k+1)} s_{UD1}^{V(k-1)} s_{UD2}^{V(k-1)} s_{UD1}^{V(k+1)} s_{UD2}^{V(k+1)} \right]^T$$

20

【 0 2 8 6 】

【数 8 5】

$$\mathbf{n}_e^C = \left[\left(\mathbf{n}_1^C\right)^T \left(\mathbf{n}_2^C\right)^T \left(\mathbf{n}_3^C\right)^T \left(\mathbf{n}_4^C\right)^T \right]^T$$

【 0 2 8 7 】

【数 8 6】

$$\mathbf{n}_i^C = \left[\mathbf{N}_{i1}^C \left(\mathbf{N}_{i2}^C\right)^* \right]^T$$

30

ノード C は S T B C により等価的に八つのアンテナを有しているため、送信された 2 シンボルにわたる八つの信号は、下記の線形アルゴリズムにより推定することが可能である。

【 0 2 8 8 】

つまり、M I M O 検波処理は、下記数 8 7 に基づき、行われる。

【 0 2 8 9 】

【数 8 7】

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{s}}_e^C &= \left[\hat{s}_{FB1}^{H(k-1)} \hat{s}_{FB2}^{H(k-1)} \hat{s}_{FB1}^{H(k+1)} \hat{s}_{FB2}^{H(k+1)} \hat{s}_{UD1}^{V(k-1)} \hat{s}_{UD2}^{V(k-1)} \hat{s}_{UD1}^{V(k+1)} \hat{s}_{UD2}^{V(k+1)} \right]^T \\ &= \left(\mathbf{W}_r^C \right)^H \mathbf{y}_e^C \end{aligned}$$

40

ここで、M M S E 受信ウェイト

$$\mathbf{W}_r^C$$

は下記数 8 8 となる。

【 0 2 9 0 】

【数 8 8】

$$\mathbf{W}_r^C = \Gamma_{\text{eMMSE}}(\mathbf{H}_e^C)$$

【0 2 9 1】

【数 8 9】

$$\Gamma_{\text{eMMSE}}(\mathbf{H}) = \mathbf{H} \left(\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \frac{2\sigma^2}{P} \mathbf{I} \right)^{-1}$$

10

また、ZF 受信ウェイトは下記数 9 0 となる。

【0 2 9 2】

【数 9 0】

$$\mathbf{W}_r^C = \Gamma_{\text{eZF}}(\mathbf{H}_e^C)$$

【0 2 9 3】

【数 9 1】

$$\Gamma_{\text{eZF}}(\mathbf{H}) = \mathbf{H}(\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1}$$

20

ただし、P はノードあたりの総送信電力である。また、 σ^2 は受信アンテナあたりの雑音電力である。

【0 2 9 4】

推定されたシンボルから、2 DMNC 1 と同様に、各フローの信号を復号することができる。

【0 2 9 5】

つまり、経路 H におけるネットワーク復号処理は、下記数 9 2 ~ 数 9 5 に基づき、行われる。

【0 2 9 6】

【数 9 2】

$$\hat{s}_{F1}^{H(k-1)}(n) = \hat{s}_{FB1}^{H(k-1)} - s_{B1}^C(n-1) \bmod q$$

【0 2 9 7】

【数 9 3】

$$\hat{s}_{F2}^{H(k-1)}(n) = \hat{s}_{FB2}^{H(k-1)} - s_{B2}^C(n-1) \bmod q$$

【0 2 9 8】

【数 9 4】

$$\hat{s}_{B1}^{H(k+1)}(n) = \hat{s}_{FB1}^{H(k+1)} - s_{F1}^C(n-1) \bmod q$$

【0 2 9 9】

【数 9 5】

$$\hat{s}_{B2}^{H(k+1)}(n) = \hat{s}_{FB2}^{H(k+1)} - s_{F2}^C(n-1) \bmod q$$

40

また、経路 V におけるネットワーク復号処理は、下記数 9 6 ~ 数 9 9 に基づき、行われる。

【0 3 0 0】

【数 9 6】

$$\hat{s}_{U1}^{V(k-1)}(n) = \hat{s}_{UD1}^{V(k-1)} - s_{D1}^C(n-1) \bmod q$$

【0 3 0 1】

【数 9 7】

$$\hat{s}_{U2}^{V(k-1)}(n) = \hat{s}_{UD2}^{V(k-1)} - s_{D2}^C(n-1) \bmod q$$

【0 3 0 2】

【数 9 8】

$$\hat{s}_{D1}^{V(k+1)}(n) = \hat{s}_{UD1}^{V(k+1)} - s_{U1}^C(n-1) \bmod q$$

10

【0 3 0 3】

【数 9 9】

$$\hat{s}_{D2}^{V(k+1)}(n) = \hat{s}_{UD2}^{V(k+1)} - s_{U2}^C(n-1) \bmod q$$

最後に、ノード C は受信した信号の宛先を確認し、自ノード宛でない場合は、以下の中継制御を行う。

【0 3 0 4】

つまり、経路 H における中継制御処理は、下記数 1 0 0 ~ 数 1 0 3 に基づき、行われる

20

。

【0 3 0 5】

【数 1 0 0】

$$s_{F1}^C(n+1) \stackrel{\Delta}{=} \hat{s}_{F1}^{H(k-1)}(n)$$

【0 3 0 6】

【数 1 0 1】

$$s_{F2}^C(n+1) \stackrel{\Delta}{=} \hat{s}_{F2}^{H(k-1)}(n)$$

30

【0 3 0 7】

【数 1 0 2】

$$s_{B1}^C(n+1) \stackrel{\Delta}{=} \hat{s}_{B1}^{H(k+1)}(n)$$

【0 3 0 8】

【数 1 0 3】

$$s_{B2}^C(n+1) \stackrel{\Delta}{=} \hat{s}_{B2}^{H(k+1)}(n)$$

40

また、経路 V における中継制御処理は、下記数 1 0 4 ~ 数 1 0 7 に基づき、行われる。

【0 3 0 9】

【数 1 0 4】

$$s_{U1}^C(n+1) \stackrel{\Delta}{=} \hat{s}_{U1}^{V(k-1)}(n)$$

【0 3 1 0】

【数 1 0 5】

$$s_{U2}^C(n+1) \stackrel{\Delta}{=} \hat{s}_{U2}^{V(k-1)}(n)$$

【 0 3 1 1】

【数 1 0 6】

$$s_{D1}^C(n+1) \stackrel{\Delta}{=} \hat{s}_{D1}^{V(k+1)}(n)$$

【 0 3 1 2】

【数 1 0 7】

$$s_{D2}^C(n+1) \stackrel{\Delta}{=} \hat{s}_{D2}^{V(k+1)}(n)$$

10

< 7 - 2 > タイムスロット (n + 1)

図 1 3 に示すように、次のタイムスロット (n + 1) では、ノード H (k ± 2)、ノード V (k ± 2) 及びノード C が送信ノードになり、ノード H (k ± 1) 及びノード V (k ± 1) が受信ノードになる。ノード C において、前向きフローと後向きフローおよび上向きフローと下向きフローの連続する 2 つの送信シンボルは、下記数 1 0 8 ~ 数 1 1 1 に基づきそれぞれネットワークコーディングされる。

20

【 0 3 1 3】

つまり、経路 H におけるネットワーク符号化処理は、下記数 1 0 8、数 1 0 9 に基づき、行われる。

【 0 3 1 4】

【数 1 0 8】

$$s_{FB1}^C = s_{F1}^C(n+1) + s_{B1}^C(n+1) \bmod q$$

【 0 3 1 5】

【数 1 0 9】

$$s_{FB2}^C = s_{F2}^C(n+1) + s_{B2}^C(n+1) \bmod q$$

30

また、経路 V におけるネットワーク符号化処理は、下記数 1 1 0、数 1 1 1 に基づき、行われる。

【 0 3 1 6】

【数 1 1 0】

$$s_{UD1}^C = s_{D1}^C(n+1) + s_{U1}^C(n+1) \bmod q$$

【 0 3 1 7】

【数 1 1 1】

$$s_{UD2}^C = s_{D2}^C(n+1) + s_{U2}^C(n+1) \bmod q$$

40

また、ノード H (k ± 2) 及びノード V (k ± 2) の連続する 2 つの送信 2 シンボルも、下記数 1 1 2 ~ 数 1 1 5 に基づき、それぞれネットワークコーディングされる。

【 0 3 1 8】

つまり、経路 H におけるネットワーク符号化処理は、下記数 1 1 2、数 1 1 3 に基づき、行われる。

【 0 3 1 9】

【数 1 1 2】

$$s_{FB1}^{H(k\pm 2)} = s_{F1}^{H(k\pm 2)}(n+1) + s_{B1}^{H(k\pm 2)}(n+1) \bmod q$$

【0 3 2 0】

【数 1 1 3】

$$s_{FB2}^{H(k\pm 2)} = s_{F2}^{H(k\pm 2)}(n+1) + s_{B2}^{H(k\pm 2)}(n+1) \bmod q$$

また、経路 V におけるネットワーク符号化処理は、下記数 1 1 4、数 1 1 5 に基づき、行われる。

10

【0 3 2 1】

【数 1 1 4】

$$s_{UD1}^{V(k\pm 2)} = s_{D1}^{V(k\pm 2)}(n+1) + s_{U1}^{V(k\pm 2)}(n+1) \bmod q$$

【0 3 2 2】

【数 1 1 5】

$$s_{UD2}^{V(k\pm 2)} = s_{D2}^{V(k\pm 2)}(n+1) + s_{U2}^{V(k\pm 2)}(n+1) \bmod q$$

ノード C では、ネットワーク符号化された経路 H および経路 V の信号が、下記数 1 1 6、数 1 1 7 に基づき、それぞれ S T B C 処理される。

20

【0 3 2 3】

つまり、経路 H における S T B C 送信データ生成処理は、下記数 1 1 6 に基づき、行われる。

【0 3 2 4】

【数 1 1 6】

$$\mathbf{X}_{FB}^C = \begin{bmatrix} s_{FB1}^C & (s_{FB2}^C)^* \\ s_{FB2}^C & -(s_{FB1}^C)^* \end{bmatrix}$$

30

また、経路 V における S T B C 送信データ生成処理は、下記数 1 1 7 に基づき、行われる。

【0 3 2 5】

【数 1 1 7】

$$\mathbf{X}_{UD}^C = \begin{bmatrix} s_{UD1}^C & (s_{UD2}^C)^* \\ s_{UD2}^C & -(s_{UD1}^C)^* \end{bmatrix}$$

40

ノード C では、S T B C 処理された経路 H および経路 V の 2 ストリームの信号を 4 つのアンテナを用いて空間多重送信する。

【0 3 2 6】

つまり、S T B C 処理された 2 ストリームの空間多重送信処理は、下記数 1 1 8 に基づき、行われる。

【0 3 2 7】

【数 1 1 8】

$$\mathbf{X}^C = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_{\text{FB}}^C \\ \mathbf{X}_{\text{UD}}^C \end{bmatrix}$$

また、ノード $H(k \pm 2)$ 及びノード $V(k \pm 2)$ でも、下記数 1 1 9、数 1 2 0 に基づき、それぞれ S T B C 処理が行われる。

【0 3 2 8】

つまり、経路 H における S T B C 送信データ生成処理は、下記数 1 1 9 に基づき、行われる。

【0 3 2 9】

【数 1 1 9】

$$\mathbf{X}^{H(k \pm 2)} = \begin{bmatrix} s_{\text{FB1}}^{H(k \pm 2)} & \left(s_{\text{FB2}}^{H(k \pm 2)} \right)^* \\ s_{\text{FB2}}^{H(k \pm 2)} & -\left(s_{\text{FB1}}^{H(k \pm 2)} \right)^* \end{bmatrix}$$

また、経路 V における S T B C 送信データ生成処理は、下記数 1 2 0 に基づき、行われる。

【0 3 3 0】

【数 1 2 0】

$$\mathbf{X}^{V(k \pm 2)} = \begin{bmatrix} s_{\text{UD1}}^{V(k \pm 2)} & \left(s_{\text{UD2}}^{V(k \pm 2)} \right)^* \\ s_{\text{UD2}}^{V(k \pm 2)} & -\left(s_{\text{UD1}}^{V(k \pm 2)} \right)^* \end{bmatrix}$$

受信ノード $H(k \pm 1)$ の 2 シンボルにわたる受信信号行列は下記数 1 2 1 で表される。また、ノード $V(k \pm 1)$ も同様に与えられる。

【0 3 3 1】

つまり、S T B C 処理された 3 ストリームの受信信号は、下記数 1 2 1 で表される。

【0 3 3 2】

【数 1 2 1】

$$\mathbf{Y}^{H(k \pm 1)} = \mathbf{H}^{H(k \pm 1)C} \mathbf{X}^C + \mathbf{H}^{H(k \pm 1)H(k \pm 2)} \mathbf{X}^{H(k \pm 2)} + \mathbf{N}^{H(k \pm 1)}$$

次に、受信信号行列を下記数 1 2 2 に基づき、ベクトル化する。

【0 3 3 3】

つまり、S T B C 受信データ生成処理は、下記数 1 2 2 に基づき、行われる。

【0 3 3 4】

【数 1 2 2】

$$\mathbf{y}_e^{H(k \pm 1)} = \left[\left(\mathbf{y}_1^{H(k \pm 1)} \right)^T \left(\mathbf{y}_2^{H(k \pm 1)} \right)^T \left(\mathbf{y}_3^{H(k \pm 1)} \right)^T \left(\mathbf{y}_4^{H(k \pm 1)} \right)^T \right]^T$$

ただし、下記数 1 2 3 が成立する。

【0 3 3 5】

【数 1 2 3】

$$\mathbf{y}_i^{H(k \pm 1)} = \left[\mathbf{Y}_{i1}^{H(k \pm 1)} \left(\mathbf{Y}_{i2}^{H(k \pm 1)} \right)^* \right]^T$$

10

20

30

40

50

上記数 1 2 2 で表す受信信号ベクトルは、S T B C 等価チャネル行列

$$\mathbf{H}_e^{H(k\pm 1)}$$

を用いて、下記数 1 2 4 によって表現できる。

【 0 3 3 6 】

【 数 1 2 4 】

$$\mathbf{y}_e^{H(k\pm 1)} = \mathbf{H}_e^{H(k\pm 1)} \mathbf{s}_e^{H(k\pm 1)} + \mathbf{N}^{H(k\pm 1)}$$

ただし、下記数 1 2 5 ~ 数 1 2 9 が成立する。

10

【 0 3 3 7 】

つまり、S T B C チャネル行列生成処理は、下記数 1 2 5 ~ 数 1 2 9 に基づき、行われる。

【 0 3 3 8 】

【 数 1 2 5 】

$$\mathbf{H}_e^{H(k\pm 1)} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{e11}^{H(k\pm 1)C} & \mathbf{H}_{e13}^{H(k\pm 1)C} & \mathbf{H}_{e11}^{H(k\pm 1)H(k\pm 2)} \\ \mathbf{H}_{e21}^{H(k\pm 1)C} & \mathbf{H}_{e23}^{H(k\pm 1)C} & \mathbf{H}_{e21}^{H(k\pm 1)H(k\pm 2)} \\ \mathbf{H}_{e31}^{H(k\pm 1)C} & \mathbf{H}_{e33}^{H(k\pm 1)C} & \mathbf{H}_{e31}^{H(k\pm 1)H(k\pm 2)} \\ \mathbf{H}_{e41}^{H(k\pm 1)C} & \mathbf{H}_{e43}^{H(k\pm 1)C} & \mathbf{H}_{e41}^{H(k\pm 1)H(k\pm 2)} \end{bmatrix}$$

20

【 0 3 3 9 】

【 数 1 2 6 】

$$\mathbf{H}_{eij}^{RT} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{ij}^{RT} & \mathbf{H}_{i(j+1)}^{RT} \\ \left(\mathbf{H}_{i(j+1)}^{RT} \right)^* & - \left(\mathbf{H}_{ij}^{RT} \right)^* \end{bmatrix}$$

30

【 0 3 4 0 】

【 数 1 2 7 】

$$\mathbf{s}_e^{H(k\pm 1)} = \left[s_{FBI}^C s_{FB2}^C s_{UD1}^C s_{UD2}^C s_{FB1}^{H(k\pm 2)} s_{FB2}^{H(k\pm 2)} \right]^T$$

【 0 3 4 1 】

【 数 1 2 8 】

$$\mathbf{n}_e^{H(k\pm 1)} = \left[\left(\mathbf{n}_1^{H(k\pm 1)} \right)^T \left(\mathbf{n}_2^{H(k\pm 1)} \right)^T \left(\mathbf{n}_3^{H(k\pm 1)} \right)^T \left(\mathbf{n}_4^{H(k\pm 1)} \right)^T \right]^T$$

【 0 3 4 2 】

40

【 数 1 2 9 】

$$\mathbf{n}_i^{H(k\pm 1)} = \left[\mathbf{N}_{i1}^{H(k\pm 1)} \left(\mathbf{N}_{i2}^{H(k\pm 1)} \right)^* \right]^T$$

ノード H (k ± 1) は S T B C により等価的に八つのアンテナを有しているため、送信されたシンボルにわたる六つの信号は、下記の線形アルゴリズムにより推定することが可能である。

【 0 3 4 3 】

つまり、M I M O 検波処理は、下記数 1 3 0 に基づき、行われる。

【 0 3 4 4 】

50

【数 1 3 0】

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{S}}_e^{H(k\pm 1)} &= [\hat{S}_{FB1}^C \hat{S}_{FB2}^C \hat{S}_{UD1}^C \hat{S}_{UD2}^C \hat{S}_{FB1}^{H(k\pm 2)} \hat{S}_{FB2}^{H(k\pm 2)}]^T \\ &= \left(\mathbf{W}_r^{H(k\pm 1)} \right)^H \mathbf{y}_e^{H(k\pm 1)}\end{aligned}$$

ここで、MMSE受信ウェイト

$$\mathbf{W}_r^{H(k\pm 1)}$$

は下記数 1 3 1 となる。

【0 3 4 5】

【数 1 3 1】

$$\mathbf{W}_r^{H(k\pm 1)} = \Gamma_{eMMSE} \left(\mathbf{H}_e^{H(k\pm 1)} \right)$$

また、ZF受信ウェイトは下記数 1 3 2 となる。

【0 3 4 6】

【数 1 3 2】

$$\mathbf{W}_r^{H(k\pm 1)} = \Gamma_{eZF} \left(\mathbf{H}_e^{H(k\pm 1)} \right)$$

推定されたシンボルから、2DMNC1と同様に、各フローの信号を復号することができる。

【0 3 4 7】

つまり、経路Hにおけるネットワーク復号処理は、下記数 1 3 3 ~ 数 1 4 0 に基づき、行われる。

【0 3 4 8】

【数 1 3 3】

$$\hat{S}_{F1}^C(n+1) = \hat{S}_{FB1}^C - s_{B1}^{H(k+1)}(n) \bmod q$$

【0 3 4 9】

【数 1 3 4】

$$\hat{S}_{F2}^C(n+1) = \hat{S}_{FB2}^C - s_{B2}^{H(k+1)}(n) \bmod q$$

【0 3 5 0】

【数 1 3 5】

$$\hat{S}_{B1}^{H(k+2)}(n+1) = \hat{S}_{FB1}^{H(k+2)} - s_{F1}^{H(k+1)}(n) \bmod q$$

【0 3 5 1】

【数 1 3 6】

$$\hat{S}_{B2}^{H(k+2)}(n+1) = \hat{S}_{FB2}^{H(k+2)} - s_{F2}^{H(k+1)}(n) \bmod q$$

【0 3 5 2】

【数 1 3 7】

$$\hat{S}_{B1}^C(n+1) = \hat{S}_{FB1}^C - s_{F1}^{H(k-1)}(n) \bmod q$$

【0 3 5 3】

【数 1 3 8】

$$\hat{S}_{B2}^C(n+1) = \hat{S}_{FB2}^C - s_{F2}^{H(k-1)}(n) \bmod q$$

10

20

30

40

50

【 0 3 5 4 】

【 数 1 3 9 】

$$\hat{s}_{F1}^{H(k-2)}(n+1) = \hat{s}_{FB1}^{H(k-2)} - s_{B1}^{H(k-1)}(n) \bmod q$$

【 0 3 5 5 】

【 数 1 4 0 】

$$\hat{s}_{F2}^{H(k-2)}(n+1) = \hat{s}_{FB2}^{H(k-2)} - s_{B2}^{H(k-1)}(n) \bmod q$$

ここで、

$$\hat{s}_{UD1}^C, \hat{s}_{UD2}^C$$

10

は経路H上のフローではないため、ノードH(k±1)で復号処理は行わない。

【 0 3 5 6 】

最後に、ノードH(k±1)は受信した信号の宛先を確認し、自ノード宛でない場合は以下の中継制御を行う。

【 0 3 5 7 】

つまり、経路Hにおける中継制御処理は、下記数141～数148に基づき、行われる

【 0 3 5 8 】

【 数 1 4 1 】

$$s_{F1}^{H(k+1)}(n+2) \stackrel{\Delta}{=} \hat{s}_{F1}^C(n+1)$$

20

【 0 3 5 9 】

【 数 1 4 2 】

$$s_{F2}^{H(k+1)}(n+2) \stackrel{\Delta}{=} \hat{s}_{F2}^C(n+1)$$

【 0 3 6 0 】

【 数 1 4 3 】

$$s_{B1}^{H(k+1)}(n+2) \stackrel{\Delta}{=} \hat{s}_{B1}^{H(k+2)}(n+1)$$

30

【 0 3 6 1 】

【 数 1 4 4 】

$$s_{B2}^{H(k+1)}(n+2) \stackrel{\Delta}{=} \hat{s}_{B2}^{H(k+2)}(n+1)$$

【 0 3 6 2 】

【 数 1 4 5 】

$$s_{B1}^{H(k-1)}(n+2) \stackrel{\Delta}{=} \hat{s}_{B1}^C(n+1)$$

40

【 0 3 6 3 】

【 数 1 4 6 】

$$s_{B2}^{H(k-1)}(n+2) \stackrel{\Delta}{=} \hat{s}_{B2}^C(n+1)$$

【 0 3 6 4 】

【数 1 4 7】

$$s_{F1}^{H(k-1)}(n+2) \stackrel{\Delta}{=} \hat{s}_{F1}^{H(k-2)}(n+1)$$

【 0 3 6 5】

【数 1 4 8】

$$s_{F2}^{H(k-1)}(n+2) \stackrel{\Delta}{=} \hat{s}_{F2}^{H(k-2)}(n+1)$$

同様に、

$$\hat{s}_{UD1}^C, \hat{s}_{UD2}^C \text{ と } \hat{s}_{UD1}^{V(k\pm 2)}, \hat{s}_{UD2}^{V(k\pm 2)}$$

から、ノード $V(k \pm 1)$ は所望の下向きフローと上向きフローの情報を復号および中継制御することができる。

【 0 3 6 6】

本発明では、上述した処理を偶数および奇数のタイムスロットで繰り返すことにより、単一チャネルで二次元の S T B C 処理された双方向フローのマルチホップ中継を実現する。

< 8 > 本発明の第 5 実施形態に係るマルチホップ無線通信システム (2 次元 M I M O ネットワークコーディングを用いたロータリー型 (Rotary type) 2 次元マルチホップ通信システム (2 D M N C 2))

以下、本発明の第 5 実施形態に係るマルチホップ無線通信システムについて説明する。本発明の第 5 実施形態に係るマルチホップ無線通信システムとは、2次元 M I M O ネットワークコーディングを用いたロータリー型 (Rotary type) 2次元マルチホップ通信システム (2 D M N C 2) である。

【 0 3 6 7】

本発明の第 5 実施形態に係るロータリー型 2 次元マルチホップ通信システム (2 D M N C 2) では、図 2 0 と図 2 1 に示すロータリー型のネットワークトポロジーを有する。図 2 0 と図 2 1 から分かるように、交差点ノード C は存在しないため、周囲の 4 つのノードが経路 H と経路 V の情報フローの中継を行う。

【 0 3 6 8】

例えば、ノード $V(k+1)$ は、タイムスロット n で経路 H と経路 V のどちらの情報も受信し、タイムスロット $(n+1)$ で、経路 V と経路 H の二つのストリームをブロードキャストする。ノード $H(k-1)$ も同様である。また、経路 H の情報フローの中継には、ノード $V(k+1)$ または $V(k-1)$ のどちらか品質の良い一方を用いることができる。同様に、また経路 V の情報フローの中継には、ノード $H(k+1)$ または $H(k-1)$ のどちらか品質の良い一方を用いることができる。

【 0 3 6 9】

ここでは、ノード $V(k+1)$ および $H(k-1)$ が中継に用いられる場合の説明をする。このときの伝送サイクルは、次のようになる。図 2 0 に示すように、タイムスロット n では、ノード $H(k \pm 1)$ 、ノード $H(k \pm 3)$ 、ノード $V(k \pm 2)$ は送信ノードであり、その他のノードは受信ノードである。

【 0 3 7 0】

次のタイムスロット $(n+1)$ では、図 2 1 に示すように、送信ノードは受信ノードになり、受信ノードは送信ノードとなる。

【 0 3 7 1】

ただし、2 D M N C 2 では、ロータリーノードおよびその隣接ノード以外のノードは、実施形態 1 及び実施形態 2 に詳細に説明した 1 次元 M I M O ネットワークコーディングを行っているとする。

10

20

30

40

50

【 0 3 7 2 】

以下では、2DMNC2におけるロータリーノードおよびその隣接ノードの送受信アルゴリズム（2次元MIMOネットワークコーディング）について述べる。

< 8 - 1 > タイムスロット n

図20に示すように、タイムスロット n のとき、ノード H (k - 1) は、経路 H の前向きフロー及び後向きフローをネットワーク符号化し、送信信号

$$S_{FB}^{H(k-1)}$$

を生成する。また、ノード H (k - 1) は、同時に、経路 V の上向きフロー及び下向きフローをネットワーク符号化し、送信信号

$$S_{UD}^{V(k)} = S_{UD}^{H(k-1)}$$

を生成する。次に、ノード H (k - 1) は、生成された

$$S_{FB}^{H(k-1)} \text{ と } S_{UD}^{V(k)}$$

の2ストリームを空間多重送信する。

【 0 3 7 3 】

同時に、ノード H (k + 1) は、経路 H の前向きフロー及び後向きフローをネットワーク符号化して、送信信号

$$S_{FB}^{H(k+1)}$$

を生成する。同様に、ノード H (k - 3) は

$$S_{FB}^{H(k-3)}$$

を生成し送信する。また、ノード V (k ± 2) は、上向きフロー及び下向きフローをそれぞれネットワーク符号化して

$$S_{UD}^{V(k±2)}$$

を生成して送信する。

【 0 3 7 4 】

このとき、ノード V (k + 1) は、ノード H (k - 1) から2ストリーム、ノード H (k + 1) から1ストリーム、ノード V (k + 2) から1ストリームの計4ストリームを受信し、MIMO検波処理を行い、ネットワーク復号処理を行い、中継制御処理を行うことで、次のタイムスロットの前向き・後向きおよび上向き・下向きの4つのフローを生成する。

【 0 3 7 5 】

一方、ノード V (k - 1) は、同様に、ノード H (k - 1) から2ストリーム、ノード H (k + 1) から1ストリーム、ノード V (k - 2) から1ストリームの計4ストリームを受信し、MIMO検波処理を行うが、経路 H の信号は破棄し、経路 V の信号のみに対してネットワーク復号処理・中継制御処理を行い、次のタイムスロットの上向き・下向きの2つのフローを生成する。

【 0 3 7 6 】

また、ノード H (k - 2) は、ノード H (k - 1) から2ストリーム、ノード H (k - 3) から1ストリームの計3ストリームを受信し、MIMO検波処理を行うが、経路 V の信号は破棄し、経路 H の信号のみに対してネットワーク復号処理・中継制御処理を行い、次のタイムスロットの前向き・後向きの2つのフローを生成する。

< 8 - 2 > タイムスロット (n + 1)

図21に示すように、タイムスロット (n + 1) のとき、ノード V (k + 1) は、経路

10

20

30

40

50

Vの上向き及び下向きフローをネットワーク符号化し、送信信号

$$S_{UD}^{V(k+1)}$$

を生成する。また、ノードV(k+1)は、同時に、経路Hの前向き及び後向きフローをネットワーク符号化し、送信信号

$$S_{FB}^{H(k)} = S_{FB}^{V(k+1)}$$

を生成する。次に、ノードV(k+1)は、生成された

$$S_{UD}^{V(k+1)} \text{ と } S_{FB}^{H(k)}$$

の2ストリームを空間多重送信する。

【0377】

同時に、ノードV(k-1)は、経路Vの上向きフロー及び下向きフローをネットワーク符号化して、送信信号

$$S_{UD}^{V(k-1)}$$

を生成する。同様に、ノードV(k+3)は

$$S_{UD}^{V(k+3)}$$

を生成し送信する。また、ノードH(k±2)は、前向きフロー及び後向きフローをそれぞれネットワーク符号化して

$$S_{FB}^{H(k±2)}$$

を生成して送信する。

【0378】

このとき、ノードH(k-1)は、ノードV(k+1)から2ストリーム、ノードV(k-1)から1ストリーム、ノードH(k-2)から1ストリームの計4ストリームを受信し、MIMO検波処理を行い、ネットワーク復号処理を行い、中継制御処理を行うことで、次のタイムスロットの前向き・後向きおよび上向き・下向きの4つのフローを生成する。

【0379】

一方、ノードH(k+1)は、同様に、ノードV(k+1)から2ストリーム、ノードV(k-1)から1ストリーム、ノードH(k+2)から1ストリームの計4ストリームを受信し、MIMO検波を行うが、経路Vの信号は破棄し、経路Hの信号のみに対してネットワーク復号処理・中継制御処理を行い、次のタイムスロットの前向き・後向きの2つのフローを生成する。

【0380】

また、ノードV(k+2)は、ノードV(k+1)から2ストリーム、ノードV(k+3)から1ストリームの計3ストリームを受信し、MIMO検波処理を行うが、経路Hの信号は破棄し、経路Vの信号のみに対してネットワーク復号処理・中継制御処理を行い、次のタイムスロットの上向き・下向きの2つのフローを生成する。

【0381】

本発明では、以上の処理を偶数および奇数のタイムスロットで繰り返すことにより、単一チャンネルで二次元のロータリー型の双方向フローのマルチホップ中継を実現する。

【0382】

なお、図16に示すノード装置3を、本発明の第5実施形態に係るロータリー型2次元マルチホップ通信システム(2DMNC2)におけるノード(ノード装置)として利用できることは、言うまでも無い。

<9>本発明の第6実施形態に係るマルチホップ無線通信システム(2次元STBC-M

10

20

30

40

50

I M Oネットワークコーディングを用いたロータリー型 (Rotary type) 2次元マルチホップ通信システム(2 D S T B C M N C 2)

以下、本発明の第6実施形態に係るマルチホップ無線通信システムについて説明する。本発明の第6実施形態に係るマルチホップ無線通信システムとは、2次元S T B C - M I M Oネットワークコーディングを用いたロータリー型 (Rotary type) 2次元マルチホップ通信システム(2 D S T B C M N C 2)である。

【0383】

つまり、本発明の第6実施形態に係るロータリー型2次元マルチホップ通信システム(2 D S T B C M N C 2)では、本発明の第5実施形態に係るロータリー型2次元マルチホップ通信システム(2 D M N C 2)に、S T B C処理(S T B C機能)を組み合わせることで、より信頼性の高いマルチホップ中継を実現することが可能となる。

10

【0384】

ただし、2 D S T B C M N C 2では、ロータリーノードとそれに隣接するノード以外のノードは、実施形態2に詳細に説明した1次元S T B C - M I M Oネットワークコーディングを行っているとする。

< 9 - 1 > タイムスロット n

図20に示すように、タイムスロット n のとき、ノード H (k - 1) は、経路 H の前向きフロー及び後向きフローの連続する2シンボルをネットワーク符号化することで、送信信号

20

$$S_{FB1}^{H(k-1)} \text{ と } S_{FB2}^{H(k-1)}$$

を計算し、計算した

$$S_{FB1}^{H(k-1)} \text{ と } S_{FB2}^{H(k-1)}$$

を用いて経路 H の S T B C 送信データを生成する。また、ノード H (k - 1) は、同時に、経路 V の上向きフロー及び下向きフローの連続する2シンボルをネットワーク符号化することで、送信信号

$$S_{UD1}^{V(k)} = S_{UD1}^{H(k-1)} \text{ と } S_{UD2}^{V(k)} = S_{UD2}^{H(k-1)}$$

30

を計算し、計算した

$$S_{UD1}^{V(k)} = S_{UD1}^{H(k-1)} \text{ と } S_{UD2}^{V(k)} = S_{UD2}^{H(k-1)}$$

を用いて経路 V の S T B C 送信データを生成する。次に、ノード H (k - 1) は、生成された2つのS T B C 送信データを4つのアンテナを用いて空間多重送信する。

【0385】

同時に、ノード H (k + 1) は、経路 H の前向きフロー及び後向きフローの連続する2シンボルをネットワーク符号化することで、送信信号

$$S_{FB1}^{H(k+1)} \text{ と } S_{FB2}^{H(k+1)}$$

40

を計算し、計算した

$$S_{FB1}^{H(k+1)} \text{ と } S_{FB2}^{H(k+1)}$$

を用いて経路 H の S T B C 送信データを生成して送信する。同様に、ノード H (k - 3) は

$$S_{FB1}^{H(k-3)} \text{ と } S_{FB2}^{H(k-3)}$$

を計算し、計算した

$$S_{FB1}^{H(k-3)} \text{ と } S_{FB2}^{H(k-3)}$$

50

を用いて経路HのSTBC送信データを生成して送信する。また、ノードV(k±2)は、上向き及び下向きフローの連続する2シンボルをそれぞれネットワーク符号化することで、

$$S_{UD1}^{V(k±2)} \text{ と } S_{UD2}^{V(k±2)}$$

を計算し、計算した

$$S_{UD1}^{V(k±2)} \text{ と } S_{UD2}^{V(k±2)}$$

を用いて経路VのSTBC送信データを生成して送信する。

【0386】

このとき、ノードV(k+1)は、ノードH(k-1)からSTBC処理された2ストリーム、ノードH(k+1)からSTBC処理された1ストリーム、ノードV(k+2)からSTBC処理された1ストリームの計4ストリームを受信し、STBC受信データとSTBCチャンネル行列を生成することで、MIMO検波処理を行い、ネットワーク復号処理を行い、中継制御処理を行うことで、次のタイムスロットの前向き・後向きおよび上向き・下向きの4つのフローの連続する2シンボルを生成する。

【0387】

一方、ノードV(k-1)は、同様に、ノードH(k-1)からSTBC処理された2ストリーム、ノードH(k+1)からSTBC処理された1ストリーム、ノードV(k-2)からSTBC処理された1ストリームの計4ストリームを受信し、STBC受信データとSTBCチャンネル行列を生成することで、MIMO検波処理を行うが、経路Hの信号は破棄し、経路Vの信号のみに対してネットワーク復号処理・中継制御処理を行い、次のタイムスロットの上向き・下向きの2つのフローの連続する2シンボルを生成する。

【0388】

また、ノードH(k-2)は、ノードH(k-1)からSTBC処理された2ストリーム、ノードH(k-3)からSTBC処理された1ストリームの計3ストリームを受信し、STBC受信データとSTBCチャンネル行列を生成することで、MIMO検波処理を行うが、経路Vの信号は破棄し、経路Hの信号のみに対してネットワーク復号処理・中継制御処理を行い、次のタイムスロットの前向き・後向きの2つのフローの連続する2シンボルを生成する。

<9-2>タイムスロット(n+1)

図21に示すように、タイムスロット(n+1)のとき、ノードV(k+1)は、経路V上の上向き及び下向きフローの連続する2シンボルをネットワーク符号化することで、

$$S_{UD1}^{V(k+1)} \text{ と } S_{UD2}^{V(k+1)}$$

を計算し、計算した

$$S_{UD1}^{V(k+1)} \text{ と } S_{UD2}^{V(k+1)}$$

を用いて経路VのSTBC送信データを生成する。また、ノードV(k+1)は、同時に、経路H上の前向き及び後向きフローの連続する2シンボルをネットワーク符号化することで、

$$S_{FB1}^{H(k)} = S_{FB1}^{V(k+1)} \text{ と } S_{FB2}^{H(k)} = S_{FB2}^{V(k+1)}$$

を計算し、計算した

$$S_{FB1}^{H(k)} = S_{FB1}^{V(k+1)} \text{ と } S_{FB2}^{H(k)} = S_{FB2}^{V(k+1)}$$

を用いて経路HのSTBC送信データを生成する。次に、ノードV(k+1)は、生成された2つのSTBC送信データを4つのアンテナを用いて空間多重送信する。

【0389】

10

20

30

40

50

同時に、ノード $V(k-1)$ は、経路 V の上向き及び下向きフローの連続する 2 シンボルをネットワーク符号化することで、

$S_{UD1}^{V(k-1)}$ と $S_{UD2}^{V(k-1)}$
を計算し、計算した

$S_{UD1}^{V(k-1)}$ と $S_{UD2}^{V(k-1)}$

を用いて経路 V の $STBC$ 送信データを生成して送信する。同様に、ノード $V(k+3)$ は

$S_{UD1}^{V(k+3)}$ と $S_{UD2}^{V(k+3)}$

を計算し、計算した

$S_{UD1}^{V(k+3)}$ と $S_{UD2}^{V(k+3)}$

を用いて経路 V の $STBC$ 送信データを生成して送信する。また、ノード $H(k \pm 2)$ は、前向き及び後向きフローの連続する 2 シンボルをそれぞれネットワーク符号化することで、

$S_{FB1}^{H(k \pm 2)}$ と $S_{FB2}^{H(k \pm 2)}$

を計算し、計算した

$S_{FB1}^{H(k \pm 2)}$ と $S_{FB2}^{H(k \pm 2)}$

を用いて経路 H の $STBC$ 送信データを生成して送信する。

【0390】

このとき、ノード $H(k-1)$ は、ノード $V(k+1)$ から $STBC$ 処理された 2 ストリーム、ノード $V(k-1)$ から $STBC$ 処理された 1 ストリーム、ノード $H(k-2)$ から $STBC$ 処理された 1 ストリームの計 4 ストリームを受信し、 $STBC$ 受信データと $STBC$ チャネル行列を生成することで、 $MIMO$ 検波処理を行い、ネットワーク復号処理を行い、中継制御処理を行うことで、次のタイムスロットの前向き・後向きおよび上向き・下向きの 4 つのフローの連続する 2 シンボルを生成する。

【0391】

一方、ノード $H(k+1)$ は、同様に、ノード $V(k+1)$ から $STBC$ 処理された 2 ストリーム、ノード $V(k-1)$ から $STBC$ 処理された 1 ストリーム、ノード $H(k+2)$ から $STBC$ 処理された 1 ストリームの計 4 ストリームを受信し、 $STBC$ 受信データと $STBC$ チャネル行列を生成することで、 $MIMO$ 検波処理を行うが、経路 V の信号は破棄し、経路 H の信号のみに対してネットワーク復号処理・中継制御処理を行い、次のタイムスロットの前向き・後向きの 2 つのフローの連続する 2 シンボルを生成する。

【0392】

また、ノード $V(k+2)$ は、ノード $V(k+1)$ から $STBC$ 処理された 2 ストリーム、ノード $V(k+3)$ から $STBC$ 処理された 1 ストリームの計 3 ストリームを受信し、 $STBC$ 受信データと $STBC$ チャネル行列を生成することで、 $MIMO$ 検波処理を行うが、経路 H の信号は破棄し、経路 V の信号のみに対してネットワーク復号処理・中継制御処理を行い、次のタイムスロットの上向き・下向きの 2 つのフローの連続する 2 シンボルを生成する。

【0393】

本発明では、以上の処理を偶数および奇数のタイムスロットで繰り返すことにより、単一チャンネルで二次元のロータリー型の $STBC$ 処理された双方向フローのマルチホップ中継を実現する。

【0394】

なお、図 18 に示すノード装置 4 を、本発明の第 6 実施形態に係るロータリー型 2 次元

10

20

30

40

50

マルチホップ通信システム(2DSTBCMNC2)におけるノード(ノード装置)として利用できることは、言うまでも無い。

<10>本発明の第7実施形態に係るマルチホップ無線通信システム(2次元MIMOネットワークコーディングを用いたツリー型(Tree type)MIMOメッシュネットワーク(2DMNC3))

以下、本発明の第7実施形態に係るマルチホップ無線通信システムについて説明する。本発明の第7実施形態に係るマルチホップ無線通信システムとは、2次元MIMOネットワークコーディングを用いたツリー型(Tree type)2次元マルチホップ通信システム(2DMNC3)である。

【0395】

本発明の第7実施形態に係るツリー型2次元マルチホップ通信システム(2DMNC3)では、図22と図23に示すツリー型のネットワークトポロジを有する。図22と図23から分かるように、ツリー型のトポロジは、クロス型のトポロジの経路Hと経路Vの一部が1つの経路に縮退したものである。

【0396】

例えば、ノード $(k-3) = H(k-3) = V(k-3)$ 、 $(k-2) = H(k-2) = V(k-2)$ 、 $(k-1) = H(k-1) = V(k-1)$ 、 $(k) = H(k) = V(k)$ までは、経路が1つであり(共通経路)、ノード $H(k) = V(k)$ で、経路Hと経路Vに分岐する。

【0397】

よって、ノード $(k-3)$ 、 $(k-2)$ 、 $(k-1)$ 、 (k) では、経路Hと経路Vの区別なく両経路の中継を行う。つまり、共通経路とは、2ストリームを多重化した1次元のMIMOネットワークコーディングである。このときの伝送サイクルは次のようになる。

【0398】

図22に示すように、タイムスロットnでは、ノード $(k-3)$ 、ノード $(k-1)$ 、ノード $H(k+1)$ 、ノード $V(k+1)$ は送信ノードであり、その他のノードは受信ノードである。次のタイムスロット $(n+1)$ では、図23に示すように、送信ノードは受信ノードになり、受信ノードは送信ノードとなる。

【0399】

ただし、2DMNC3では、共通経路上のノードとそれに隣接するノード以外のノードは、実施形態1及び実施形態2に詳細に説明した1次元MIMOネットワークコーディングを行っているとする。

【0400】

以下では、2DMNC3における共通経路上のノードとそれに隣接するノードの送受信アルゴリズム(2次元MIMOネットワークコーディング)について述べる。

<10-1>タイムスロットn

図22に示すように、タイムスロットnのとき、ノード $(k-1)$ は、経路Hの前向き及び後向きフローをネットワーク符号化し、送信信号

$$S_{FB}^{H(k-1)} = S_{FB}^{V(k-1)}$$

を生成する。また、ノード $(k-1)$ は、同時に、経路V上の上向き及び下向きフローをネットワーク符号化し、送信信号

$$S_{UD}^{V(k-1)} = S_{UD}^{H(k-1)}$$

を生成する。

【0401】

次に、ノード $(k-1)$ は、生成された

10

20

30

40

50

$$S_{FB}^{H(k-1)} \text{ と } S_{UD}^{V(k-1)}$$

の2つのストリームを空間多重送信する。同様に、ノード(k-3)は、

$$S_{FB}^{H(k-3)} \text{ と } S_{UD}^{V(k-3)}$$

を空間多重送信している。ただし、共通経路上のノードでは、経路Hと経路Vの区別はないため、ネットワーク符号の組合せは限定されるものではない。

【0402】

このとき、ノード(k-2)は、ノード(k-3)からの2ストリームと、ノード(k-1)からの2ストリームの計4ストリームを受信し、MIMO検波処理を行い、ネットワーク復号処理を行い、中継制御処理を行うことで、次のタイムスロットの前向き・後向きおよび上向き・下向きの4つのフローを生成する。ただし、前向きと上向きおよび後向きと下向きの4つのフローは、それぞれ共通経路で伝送されることとなる。

【0403】

また、ノード(k)は、ノード(k-1)からの2ストリームと、ノードH(k+1)からの1ストリームと、ノードV(k+1)からの1ストリームを受信し、MIMO検波処理を行い、ネットワーク復号処理を行い、中継制御処理を行うことで、次のタイムスロットの前向き・後向きおよび上向き・下向きの4つのフローを生成する。ただし、後向きと下向きの二つのフローは共通経路で伝送されることとなる。

<10-2>タイムスロット(n+1)

図23に示すように、タイムスロット(n+1)のとき、ノード(k-2)は、経路Hの前向き及び後向きフローをネットワーク符号化し、送信信号

$$S_{FB}^{H(k-2)} = S_{FB}^{V(k-2)}$$

を生成する。また、ノード(k-2)は同時に、経路V上の上向き及び下向きフローをネットワーク符号化し、送信信号

$$S_{UD}^{V(k-2)} = S_{UD}^{H(k-2)}$$

を生成する。

【0404】

次に、ノード(k-2)は、生成された

$$S_{FB}^{H(k-2)} \text{ と } S_{UD}^{V(k-2)}$$

の2つのストリームを空間多重送信する。ただし、共通経路上のノードでは、経路Hと経路Vの区別はないため、ネットワーク符号の組合せは限定されるものではない。

【0405】

ノード(k)では、経路Hの前向き及び後向きフローをネットワーク符号化し、送信信号

$$S_{FB}^{H(k)} = S_{FB}^{V(k)}$$

を生成する。また、ノード(k)は、同時に、経路V上の上向き及び下向きフローをネットワーク符号化し、送信信号

$$S_{UD}^{V(k)} = S_{UD}^{H(k)}$$

を生成する。次に、ノード(k)は、生成された

$$S_{FB}^{H(k)} \text{ と } S_{UD}^{V(k)}$$

の2つのストリームを空間多重送信する。ただし、ノード(k)では経路Hと経路Vのフ

10

20

30

40

50

ローは分岐するため、ネットワーク符号の組合せは、前向きと後向きおよび上向きと下向きに限定される。

【0406】

このとき、ノード(k-1)は、ノード(k-2)からの2ストリームと、ノード(k)からの2ストリームの計4ストリームを受信し、MIMO検波処理を行い、ネットワーク復号処理を行い、中継制御処理を行うことで、次のタイムスロットの前向き・後向きおよび上向き・下向きの4つのフローを生成する。ただし、前向きと上向きおよび後向きと下向きの4つのフローは、それぞれ共通経路で伝送されることとなる。

【0407】

また、ノードH(k+1)は、ノード(k)からの2ストリームと、ノードH(k+2)からの1ストリームの計3ストリームを受信し、MIMO検波処理を行うが、経路Vの信号は破棄し、経路Hの信号のみネットワーク復号処理・中継制御処理を行い、次のタイムスロットの前向き・後向きの2つのフローを生成する。

10

【0408】

同様に、ノードV(k+1)は、ノード(k)からの2ストリームと、ノードV(k+2)からの1ストリームの計3ストリームを受信し、MIMO検波処理を行うが、経路Hの信号は破棄し、経路Vの信号のみネットワーク復号処理・中継制御処理を行い、次のタイムスロットの上向き・下向きの2つのフローを生成する。

【0409】

本発明では、以上の処理を偶数および奇数のタイムスロットで繰り返すことにより、単一チャンネルで二次元のツリー型の双方向フローのマルチホップ中継を実現する。

20

【0410】

なお、図16に示すノード装置3を、本発明の第7実施形態に係るツリー型2次元マルチホップ通信システム(2DMNC3)におけるノード(ノード装置)として利用できることは、言うまでも無い。

<11>本発明の第8実施形態に係るマルチホップ無線通信システム(2次元STBC-MIMOネットワークコーディングを用いたツリー型(Tree type)2次元マルチホップ通信システム(2DSTBCMNC3))

以下、本発明の第8実施形態に係るマルチホップ無線通信システムについて説明する。本発明の第8実施形態に係るマルチホップ無線通信システムとは、2次元STBC-MIMOネットワークコーディングを用いたツリー型(Tree type)2次元マルチホップ通信システム(2DSTBCMNC3)である。

30

【0411】

つまり、本発明の第8実施形態に係るツリー型2次元マルチホップ通信システム(2DSTBCMNC3)では、本発明の第7実施形態に係るツリー型2次元マルチホップ通信システム(2DMNC3)に、STBC処理(STBC機能)を組み合わせることで、より信頼性の高いマルチホップ中継を実現することが可能となる。

【0412】

ただし、2DSTBCMNC3では、共通経路上のノードとそれに隣接するノード以外のノードは、実施形態2に詳細に説明した1次元STBC-MIMOネットワークコーディングを行っているとする。

40

<11-1>タイムスロットn

図22に示すように、タイムスロットnのとき、ノード(k-1)は、経路Hの前向き及び後向きフローの連続する2シンボルをネットワーク符号化することで、送信信号

$$S_{FB1}^{H(k-1)} = S_{FB1}^{V(k-1)} \text{ と } S_{FB2}^{H(k-1)} = S_{FB2}^{V(k-1)}$$

を計算し、計算した

$$S_{\text{FB1}}^{\text{H}(k-1)} = S_{\text{FB1}}^{\text{V}(k-1)} \text{ と } S_{\text{FB2}}^{\text{H}(k-1)} = S_{\text{FB2}}^{\text{V}(k-1)}$$

を用いて経路HのSTBC送信データを生成する。

【0413】

また、ノード(k-1)は、同時に、経路V上の上向き及び下向きフローの連続する2シンボルをネットワーク符号化することで、送信信号

$$S_{\text{UD1}}^{\text{V}(k-1)} = S_{\text{UD1}}^{\text{H}(k-1)} \text{ と } S_{\text{UD2}}^{\text{V}(k-1)} = S_{\text{UD2}}^{\text{H}(k-1)}$$

を計算し、計算した

$$S_{\text{UD1}}^{\text{V}(k-1)} = S_{\text{UD1}}^{\text{H}(k-1)} \text{ と } S_{\text{UD2}}^{\text{V}(k-1)} = S_{\text{UD2}}^{\text{H}(k-1)}$$

を用いて経路VのSTBC送信データを生成する。

【0414】

次に、ノード(k-1)は、生成された2つのSTBC送信データを4つのアンテナを用いて空間多重送信する。

【0415】

同様に、ノード(k-3)は

$$S_{\text{FB1}}^{\text{H}(k-3)} \text{ と } S_{\text{FB2}}^{\text{H}(k-3)} \text{ 及び } S_{\text{UD1}}^{\text{V}(k-3)} \text{ と } S_{\text{UD2}}^{\text{V}(k-3)}$$

を計算し、計算した

$$S_{\text{FB1}}^{\text{H}(k-3)} \text{ と } S_{\text{FB2}}^{\text{H}(k-3)} \text{ 及び } S_{\text{UD1}}^{\text{V}(k-3)} \text{ と } S_{\text{UD2}}^{\text{V}(k-3)}$$

を用いて経路Hと経路VのSTBC送信データを生成し、生成された2つのSTBC送信データを4つのアンテナを用いて空間多重送信している。ただし、共通経路上のノードでは、経路Hと経路Vの区別はないため、ネットワーク符号の組合せは限定されるものではない。

【0416】

このとき、ノード(k-2)は、ノード(k-3)からのSTBC処理された2ストリームと、ノード(k-1)からのSTBC処理された2ストリームの計4ストリームを受信し、STBC受信データとSTBCチャネル行列を生成することで、MIMO検波処理を行い、ネットワーク復号処理を行い、中継制御処理を行うことで、次のタイムスロットの前向き・後向きおよび上向き・下向きの4つのフローの連続する2シンボルを生成する。ただし、前向きと上向きおよび後向きと下向きの四つのフローは、それぞれ共通経路で伝送されることとなる。

【0417】

また、ノード(k)は、ノード(k-1)からのSTBC処理された2ストリームと、ノードH(k+1)からのSTBC処理された1ストリームと、ノードV(k+1)からのSTBC処理された1ストリームを受信し、STBC受信データとSTBCチャネル行列を生成することで、MIMO検波処理を行い、ネットワーク復号処理を行い、中継制御処理を行うことで、次のタイムスロットの前向き・後向きおよび上向き・下向きの4つのフローの連続する2シンボルを生成する。ただし、後向きと下向きは共通経路で伝送されることとなる。

<11-2>タイムスロット(n+1)

図23に示すように、タイムスロット(n+1)のとき、ノード(k-2)は、経路Hの前向き及び後向きフローの連続する2シンボルをネットワーク符号化することで、送信信号

$$S_{\text{FB1}}^{\text{H}(k-2)} = S_{\text{FB1}}^{\text{V}(k-2)} \text{ と } S_{\text{FB2}}^{\text{H}(k-2)} = S_{\text{FB2}}^{\text{V}(k-2)}$$

を計算し、計算した

10

20

30

40

50

$$S_{\text{FB1}}^{\text{H}(k-2)} = S_{\text{FB1}}^{\text{V}(k-2)} \text{ と } S_{\text{FB2}}^{\text{H}(k-2)} = S_{\text{FB2}}^{\text{V}(k-2)}$$

を用いて経路HのSTBC送信データを生成する。

【0418】

また、ノード(k-2)は、同時に、経路V上の上向き及び下向きフローの連続する2シンボルをネットワーク符号化することで、送信信号

$$S_{\text{UD1}}^{\text{V}(k-2)} = S_{\text{UD1}}^{\text{H}(k-2)} \text{ と } S_{\text{UD2}}^{\text{V}(k-2)} = S_{\text{UD2}}^{\text{H}(k-2)}$$

を計算し、計算した

$$S_{\text{UD1}}^{\text{V}(k-2)} = S_{\text{UD1}}^{\text{H}(k-2)} \text{ と } S_{\text{UD2}}^{\text{V}(k-2)} = S_{\text{UD2}}^{\text{H}(k-2)}$$

10

を用いて経路VのSTBC送信データを生成する。

【0419】

次に、ノード(k-2)は、生成された2つのSTBC送信データを4つのアンテナを用いて空間多重送信する。ただし、共通経路上のノードでは、経路Hと経路Vの区別はないため、ネットワーク符号の組合せは限定されるものではない。

【0420】

ノード(k)は、経路Hの前向き及び後向きフローの連続する2シンボルをネットワーク符号化することで、送信信号

$$S_{\text{FB1}}^{\text{H}(k)} = S_{\text{FB1}}^{\text{V}(k)} \text{ と } S_{\text{FB2}}^{\text{H}(k)} = S_{\text{FB2}}^{\text{V}(k)}$$

20

を計算し、計算した

$$S_{\text{FB1}}^{\text{H}(k)} = S_{\text{FB1}}^{\text{V}(k)} \text{ と } S_{\text{FB2}}^{\text{H}(k)} = S_{\text{FB2}}^{\text{V}(k)}$$

を用いて経路HのSTBC送信データを生成する。

【0421】

また、ノード(k)は、同時に、経路V上の上向き及び下向きフローの連続する2シンボルをネットワーク符号化することで、送信信号

$$S_{\text{UD1}}^{\text{V}(k)} = S_{\text{UD1}}^{\text{H}(k)} \text{ と } S_{\text{UD2}}^{\text{V}(k)} = S_{\text{UD2}}^{\text{H}(k)}$$

30

を計算し、計算した

$$S_{\text{UD1}}^{\text{V}(k)} = S_{\text{UD1}}^{\text{H}(k)} \text{ と } S_{\text{UD2}}^{\text{V}(k)} = S_{\text{UD2}}^{\text{H}(k)}$$

を用いて経路VのSTBC送信データを生成する。

【0422】

次に、ノード(k)は、生成された2つのSTBC送信データを4つのアンテナを用いて空間多重送信する。ただし、ノード(k)では、経路Hと経路Vのフローは分岐するため、ネットワーク符号の組合せは、前向きと後向きおよび上向きと下向きに限定される。

【0423】

このとき、ノード(k-1)は、ノード(k-2)からのSTBC処理された2ストリームと、ノード(k)からのSTBC処理された2ストリームの計4ストリームを受信し、STBC受信データとSTBCチャネル行列を生成することで、MIMO検波処理を行い、ネットワーク復号処理を行い、中継制御処理を行うことで、次のタイムスロットの前向き・後向きおよび上向き・下向きの4つのフローの連続する2シンボルを生成する。ただし、前向きと上向きおよび後向きと下向きの四つのフローは、それぞれ共通経路で伝送されることとなる。

40

【0424】

また、ノードH(k+1)は、ノード(k)からのSTBC処理された2ストリームと、ノードH(k+2)からのSTBC処理された1ストリームの計3ストリームを受信し、STBC受信データとSTBCチャネル行列を生成することで、MIMO検波処理を行

50

うが、経路Vの信号は破棄し、経路Hの信号のみネットワーク復号処理・中継制御処理を行い、次のタイムスロットの前向き・後向きの2つのフローの連続する2シンボルを生成する。

【0425】

同様に、ノードV(k+1)は、ノード(k)からのSTBC処理された2ストリームと、ノードV(k+2)からのSTBC処理された1ストリームの計3ストリームを受信し、STBC受信データとSTBCチャネル行列を生成することで、MIMO検波処理を行うが、経路Hの信号は破棄し、経路Vの信号のみネットワーク復号処理・中継制御処理を行い、次のタイムスロットの上向き・下向きの2つのフローの連続する2シンボルを生成する。

10

【0426】

本発明では、以上の処理を偶数および奇数のタイムスロットで繰り返すことにより、単一チャネルで二次元のツリー型のSTBC処理された双方向フローのマルチホップ中継を実現する。

【0427】

なお、図18に示すノード装置4を、本発明の第8実施形態に係るツリー型2次元マルチホップ通信システム(2DSBMCNC3)におけるノード(ノード装置)として利用できることは、言うまでも無い。

<12>2DMNC1における干渉を考慮した協力ヌルビームフォーミング(cooperative null beamforming)

20

無線通信路のブロードキャスト性のため、受信ノードは、所望信号以外に周りの送信ノードからの干渉波を受ける。干渉源が受信ノードの近くにある程、信号対干渉雑音比(SINR)特性が劣化する。

【0428】

そこで、本発明の発明者らは、クロス型のネットワークポロジを有する2次元マルチホップ通信システムにおける干渉を考慮した協力ヌルビームフォーミングの各アルゴリズム、即ち、2DMNC1に対する干渉低減方法(A型、B型、C型)を以下のように提案する。

【0429】

30

受信ノードは、距離d離れた送信ノードからの信号だけを所望信号とし、他の信号を干渉信号とする。本発明では、同経路上のノードからの干渉を同経路干渉(intra-route interference)と言い、そうでない干渉を経路間干渉(inter-route interference)と言う。

【0430】

2DMNC1では、同経路干渉の最少干渉距離が3dであり、1DMNCの最少干渉距離と同程度で無視することができる。しかし、特にノードCの受信時に、全てのアンテナが四つの所望信号の受信に使われ、ダイバシチオーダーの劣化に加え、ノードH(k±3)とノードV(k±3)からの距離3d干渉を受けるため、ノードCはネットワークのボトルネックとなる。また、1次元から2次元へ拡張した2DMNC1は、経路間干渉の最少干渉距離が

40

$$\sqrt{5}d$$

となり、通常の干渉距離3dよりも短くなる。

【0431】

従って、ネットワークの特性を向上するために、上述した同経路干渉及び経路間干渉を低減する必要がある。以下では、上述した干渉の低減方法を具体的に述べる。

【0432】

本発明では、干渉低減方法(A型、B型、C型)を2DMNC1に適用する際に、送受信ノードが送受信時に全ての四本のアンテナを用いることを前提とする。送信ノードTと

50

その受信ノード R に対して、

$$\mathbf{W}_t^T \in C^{m \times \tilde{m}_T} \quad (\tilde{m}_T = 1 \text{ の場合 } \mathbf{W}_T)$$

は送信ノード T の送信ウェイトを表し、

$$\mathbf{W}_r^R \in C^{m \times \tilde{m}_R}$$

は受信ノード R の受信ウェイトを表し、

$$\mathbf{H}^{RT} \in C^{m \times m}$$

は送信ノード T と受信ノード R の間の伝搬チャネル行列を表す。

【 0 4 3 3 】

ただし、

$$\tilde{m}_T$$

は送信ノード T の送信ストリーム数を表し、

$$\tilde{m}_R$$

は受信ノード R の所望信号の数を表す。また、下記で詳述する協力ヌルビームフォーミングに参加しない送信ノードの送信ウェイトは、一般に

$$\mathbf{W}_t^T = \mathbf{I}_{m \times \tilde{m}_T}$$

になる。

< 1 2 - 1 > A 型干渉低減方法

まず、A 型干渉低減方法について説明する。A 型干渉低減方法とは、タイムスロット n におけるノード C に対する距離 3 d 干渉を低減するための干渉低減方法であり、即ち、ノード C に対する距離 3 d 干渉を低減するための最小固有値ビームフォーミング・アルゴリズムである。

【 0 4 3 4 】

図 2 4 に示すように、タイムスロット n において、ノード C は、四つの所望信号を受信しながら、ノード H (k ± 3) とノード V (k ± 3) からの四つの距離 3 d 干渉を受けるため、ネットワークのボトルネックとなる。

【 0 4 3 5 】

本発明の A 型干渉低減方法 (最小固有値ビームフォーミング・アルゴリズム) では、ノード H (k ± 3) とノード V (k ± 3) で適切に送信ビームフォーミングを行う (適切な送信ウェイトを選択する) ことにより、距離 3 d 干渉を低減する。

【 0 4 3 6 】

ここで、ノード H (k - 3) に関して、送信ビームの選択方法 (送信ウェイトの計算方法) について説明する。なお、ノード H (k + 3) とノード V (k ± 3) は、ノード H (k - 3) と同様な方法で、送信ビームの選択を行うことができるので、それらノードの送信ビームの選択方法は省略する。

【 0 4 3 7 】

受信ウェイトを含むノード C とノード H (k - 3) の間の実効伝搬チャネル行列

$$\tilde{\mathbf{H}}^{CH(k-3)}$$

は、特異値分解を用いて、下記数 1 4 9 に表現することができる。

【 0 4 3 8 】

10

20

30

40

【数 1 4 9】

$$\tilde{\mathbf{H}}^{\text{CH}(k-3)\Delta} = \mathbf{W}_r^{\text{C}H} \mathbf{H}^{\text{CH}(k-3)} = \mathbf{U}\Sigma\mathbf{V}^H$$

ただし、

$$\Sigma = \text{diag}\{\sqrt{\lambda_1}, \dots, \sqrt{\lambda_m}\}$$

であり、

$$\sqrt{\lambda_i} \ (\lambda_i \geq \lambda_{i+1}) \text{ は } \tilde{\mathbf{H}}^{\text{CH}(k-3)}$$

10

の第 i 特異値である。また、ユニタリ行列

$$\mathbf{U}, \mathbf{V} \in \mathbb{C}^{m \times m}$$

は、それぞれ

$$\tilde{\mathbf{H}}^{\text{CH}(k-3)}$$

の左特異行列及び右特異行列である。

【0 4 3 9】

A 型干渉低減方法では、ノード $H(k-3)$ の送信ウェイトを行列

20

$$\mathbf{V}$$

の最後の列ベクトルとする。つまり、

$$\mathbf{w}_t^{\text{H}(k-3)} = \mathbf{V}^{(m)}$$

である。これにより、ノード $H(k-3)$ からノード C への干渉電力

$$\delta^{\text{H}(k-3)}$$

は、下記数 1 5 0 により計算される。

【0 4 4 0】

30

【数 1 5 0】

$$\delta^{\text{H}(k-3)} = \left\| \mathbf{W}_r^{\text{C}H} \mathbf{H}^{\text{CH}(k-3)} \mathbf{w}_t^{\text{H}(k-3)} \right\|_2^2 = \left\| \mathbf{U}\Sigma\mathbf{V}^H \mathbf{V}^{(m)} \right\|_2^2 = \lambda_m$$

$$\tilde{\mathbf{H}}^{\text{CH}(k-3)}$$

がフルランクである場合に、干渉電力

$$\delta^{\text{H}(k-3)} \text{ は } \tilde{\mathbf{H}}^{\text{CH}(k-3)}$$

の最少特異値の二乗に相当する。逆に、

40

$$\tilde{\mathbf{H}}^{\text{CH}(k-3)}$$

がフルランクでない場合に、干渉電力

$$\delta^{\text{H}(k-3)}$$

はゼロの値になる。

< 1 2 - 2 > B 型干渉低減方法

次に、B 型干渉低減方法について説明する。B 型干渉低減方法とは、タイムスロット ($n+1$) における距離

50

$$\sqrt{5d}$$

干渉を除去するための協力ヌルビームフォーミング・アルゴリズムである。

【0441】

図25に示すように、タイムスロット(n+1)において、ノードH(k-1)は、ノードH(k-2)及びノードCから三つの所望信号以外に、ノードV(k±2)からの二つの距離

$$\sqrt{5d}$$

干渉を受ける。4本のアンテナしか持っていないノードH(k-1)は、全ての干渉信号を除去することができない。

10

【0442】

そこで、本発明のB型干渉低減方法では、ノードH(k-1)におけるノードV(k-2)からの距離

$$\sqrt{5d}$$

干渉に対する受信ヌルビームフォーミング、及びノードV(k+2)におけるノードH(k-1)への距離

$$\sqrt{5d}$$

干渉を除去する送信ヌルビームフォーミングの協力ヌルビームフォーミング・アルゴリズムを適用することにより、距離

20

$$\sqrt{5d}$$

干渉を除去する。

【0443】

なお、ノードH(k+1)においても、このB型干渉低減方法(上記協力ヌルビームフォーミング・アルゴリズム)を適用できることは、言うまでも無い。

【0444】

ここで、ノードH(k±1)における受信ヌルビームフォーミングのための受信ウェイトと、ノードV(k±2)における送信ヌルビームフォーミングのための送信ウェイトが互いに影響しあうため、逐次的に求める必要がある。

30

【0445】

ここで、

$$\mathbf{w}_t^{V(k-2)}$$

をノードV(k-2)におけるノードH(k+1)への干渉を除去するための送信ウェイトとする。その時、ノードV(k-2)からの干渉を部分的に除去するために、ノードH(k-1)は、下記数151に基づき、MMSE受信ウェイト

$$\mathbf{w}_r^{H(k-1)}$$

40

を計算する。

【0446】

【数151】

$$\mathbf{w}_r^{H(k-1)} = \left(\mathbf{E} \left[\mathbf{y}^{H(k-1)} \mathbf{y}^{H(k-1)H} \right] \right)^{-1} \left[\mathbf{H}_{(1)}^{H(k-1)C} \mathbf{H}_{(2)}^{H(k-1)C} \mathbf{H}_{(1)}^{H(k-1)H(k-2)} \right]$$

ここで、

$$\mathbf{y}^{H(k-1)} \text{ は } \mathbf{w}_t^{V(k-2)}$$

50

に依存するノードH(k-1)の受信信号ベクトルである。上記数151により計算されたMMSE受信ウェイトは、Wiener解である。

【0447】

具体的に、

$$\left[\mathbf{H}_{(1)}^{H(k-1)C} \mathbf{H}_{(2)}^{H(k-1)C} \mathbf{H}_{(1)}^{H(k-1)H(k-2)} \right]$$

は、ノードH(k-1)の所望信号の期待値である。また、

$$\mathbf{E} \left[\mathbf{y}^{H(k-1)} \mathbf{y}^{H(k-1)H} \right] \quad 10$$

は、受信信号の共分散行列であり、次のように干渉チャネル行列で表現することができる。

【0448】

【数152】

$$\mathbf{E} \left[\mathbf{y}^{H(k-1)} \mathbf{y}^{H(k-1)H} \right] = P \sum_{\text{transmit node } T} \mathbf{H}^{H(k-1)T} \mathbf{W}_t^T \mathbf{W}_t^T \mathbf{H}^{H(k-1)T H} + \sigma^2 \mathbf{I}$$

次に、ノードH(k-1)への干渉を除去するためのノードV(k+2)の送信ウェイト

$$\mathbf{w}_t^{V(k+2)} \quad 20$$

は、下記数153により計算される。

【0449】

【数153】

$$\mathbf{w}_t^{V(k+2)} = \text{null} \left(\mathbf{W}_r^{H(k-1)H} \mathbf{H}^{H(k-1)V(k+2)} \right)$$

計算したノードV(k+2)の送信ウェイト

$$\mathbf{w}_t^{V(k+2)} \quad 30$$

を用いて、同様に、ノードH(k+1)のMMSE受信ウェイト

$$\mathbf{W}_r^{H(k+1)}$$

は、下記数154に基づき、計算される。

【0450】

【数154】

$$\mathbf{W}_r^{H(k+1)} = \left(\mathbf{E} \left[\mathbf{y}^{H(k+1)} \mathbf{y}^{H(k+1)H} \right] \right)^{-1} \left[\mathbf{H}_{(1)}^{H(k+1)C} \mathbf{H}_{(2)}^{H(k+1)C} \mathbf{H}_{(1)}^{H(k+1)H(k+2)} \right] \quad 40$$

そして、ノードV(k-2)の送信ウェイト

$$\mathbf{w}_t^{V(k-2)}$$

は、下記数155により、計算される。

【0451】

【数155】

$$\mathbf{w}_t^{V(k-2)} = \text{null} \left(\mathbf{W}_r^{H(k+1)H} \mathbf{H}^{H(k+1)V(k-2)} \right)$$

本発明のB型協力ヌルビームフォーミング・アルゴリズム(B型干渉低減方法)では、

上記の送受信ウェイトを逐次的な手順で計算する。つまり、B型協力ヌルビームフォーミング・アルゴリズムは、ステップB1～ステップB4から構成される。

ステップB1（初期化处理）

ノードV（k-2）の送信ウェイト

$$\mathbf{w}_t^{V(k-2)}$$

及び閾値

$$\Delta$$

10

の初期値を設定する。ただし、 Δ は計算ループ（繰り返す処理）を停止するための適切な閾値である。

ステップB2（協力ヌリング（Cooperative nulling））

ノードH（k-1）のMMSE受信ウェイト

$$\mathbf{w}_r^{H(k-1)}$$

ノードV（k+2）の送信ウェイト

$$\mathbf{w}_t^{V(k+2)}$$

20

ノードH（k+1）のMMSE受信ウェイト

$$\mathbf{w}_r^{H(k+1)}$$

及びノードV（k-2）の送信ウェイト

$$\mathbf{w}_t^{V(k-2)}$$

は、下記数式に基づき、算出される。

【0452】

【数156】

$$\mathbf{w}_r^{H(k-1)} = \left(\mathbf{E} \left[\mathbf{y}^{H(k-1)} \mathbf{y}^{H(k-1)H} \right] \right)^{-1} \left[\mathbf{H}_{(1)}^{H(k-1)C} \mathbf{H}_{(2)}^{H(k-1)C} \mathbf{H}_{(1)}^{H(k-1)H(k-2)} \right]$$

30

【0453】

【数157】

$$\mathbf{w}_t^{V(k+2)} = \text{null} \left(\mathbf{w}_r^{H(k-1)H} \mathbf{H}^{H(k-1)V(k+2)} \right)$$

【0454】

【数158】

$$\mathbf{w}_r^{H(k+1)} = \left(\mathbf{E} \left[\mathbf{y}^{H(k+1)} \mathbf{y}^{H(k+1)H} \right] \right)^{-1} \left[\mathbf{H}_{(1)}^{H(k+1)C} \mathbf{H}_{(2)}^{H(k+1)C} \mathbf{H}_{(1)}^{H(k+1)H(k+2)} \right]$$

40

【0455】

【数159】

$$\mathbf{w}_t^{V(k-2)} = \text{null} \left(\mathbf{w}_r^{H(k+1)H} \mathbf{H}^{H(k+1)V(k-2)} \right)$$

ステップB3（干渉電力（Interference power）の算出）

ノードV（k±2）からノードH（k-1）への干渉電力

50

$$\delta^{H(k-1)}$$

と、ノードV (k ± 2) からノードH (k + 1) への干渉電力

$$\delta^{H(k+1)}$$

は、下記数式に基づき、それぞれ算出される。

【 0 4 5 6 】

【 数 1 6 0 】

$$\delta^{H(k-1)} = \left\| \mathbf{w}_r^{H(k-1)H} \sum \mathbf{H}^{H(k-1)V(k\pm 2)} \mathbf{w}_t^{V(k\pm 2)} \right\|_2^2 \quad 10$$

【 0 4 5 7 】

【 数 1 6 1 】

$$\delta^{H(k+1)} = \left\| \mathbf{w}_r^{H(k+1)H} \sum \mathbf{H}^{H(k+1)V(k\pm 2)} \mathbf{w}_t^{V(k\pm 2)} \right\|_2^2$$

ステップ B 4

20

$$\delta^{H(k\pm 1)} \leq \Delta$$

が成立するまでに、ステップ B 2 ~ ステップ B 3 の処理を繰り返す。

なお、ノードV (k ± 1) における距離

$$\sqrt{5}d$$

干渉を除去するために、ノードH (k ± 2) 及びノードV (k ± 1) に対して、上述した B 型協力ヌルビームフォーミング・アルゴリズムを適応すれば良い。

30

< 1 2 - 3 > C 型干渉低減方法

次に、C 型干渉低減方法について説明する。C 型干渉低減方法とは、タイムスロット n における距離

$$\sqrt{5}d$$

干渉を除去するための協力ヌルビームフォーミング・アルゴリズムである。

【 0 4 5 8 】

図 2 6 に示すように、タイムスロット n において、ノードV (k + 2) は、ノードV (k + 1) 及びノードV (k + 3) からの所望信号以外に、ノードH (k + 1) からの距離

$$\sqrt{5}d$$

40

干渉を受ける。4 本のアンテナを持っているノードV (k + 2) は、自分で干渉信号を除去できるが、所望信号のダイバシチオーダーが劣化してしまう問題が発生する。

【 0 4 5 9 】

そこで、本発明の C 型干渉低減方法では、上述した B 型協力ヌルビームフォーミング・アルゴリズムの原理を、ノードH (k ± 1) 及びノードV (k ± 2) に適応することにより、上述したノードV (k + 2) における所望信号のダイバシチオーダーの劣化問題を解決する。

【 0 4 6 0 】

本発明の C 型協力ヌルビームフォーミング・アルゴリズム (C 型干渉低減方法) では、

50

ノードH (k ± 1) 及びノードV (k ± 2) の送受信ウェイトを逐次的な手順で計算する。つまり、C型協力ヌルビームフォーミング・アルゴリズムは、ステップC 1 ~ ステップC 4 から構成される。

ステップC 1 (初期化处理)

ノードH (k - 1) の送信ウェイト

$$\mathbf{W}_t^{H(k-1)}$$

及び閾値

$$\Delta$$

10

の初期値を設定する。ただし、 Δ は計算ループ (繰り返す処理) を停止するための適切な閾値である。

ステップC 2 (協力ヌリング (Cooperative nulling))

ノードV (k + 2) のMMSE受信ウェイト

$$\mathbf{W}_r^{V(k+2)},$$

ノードH (k + 1) の送信ウェイト

$$\mathbf{W}_t^{H(k+1)},$$

20

ノードV (k - 2) のMMSE受信ウェイト

$$\mathbf{W}_r^{V(k-2)},$$

及びノードH (k - 1) の送信ウェイト

$$\mathbf{W}_t^{H(k-1)}$$

は、下記数式に基づき、算出される。

【 0 4 6 1 】

【 数 1 6 2 】

30

$$\mathbf{W}_r^{V(k+2)} = \left(\mathbf{E} \left[\mathbf{y}^{V(k+2)} \mathbf{y}^{V(k+2)H} \right] \right)^{-1} \left[\mathbf{H}_{(1)}^{V(k+2)V(k+1)} \mathbf{H}_{(1)}^{V(k+2)V(k+3)} \right]$$

【 0 4 6 2 】

【 数 1 6 3 】

$$\mathbf{w}_t^{H(k+1)} = \text{null} \left(\mathbf{W}_r^{V(k+2)H} \mathbf{H}^{V(k+2),H(k+1)} \right)$$

【 0 4 6 3 】

【 数 1 6 4 】

40

$$\mathbf{W}_r^{V(k-2)} = \left(\mathbf{E} \left[\mathbf{y}^{V(k-2)} \mathbf{y}^{V(k-2)H} \right] \right)^{-1} \left[\mathbf{H}_{(1)}^{V(k-2)V(k-1)} \mathbf{H}_{(1)}^{V(k-2)V(k-3)} \right]$$

【 0 4 6 4 】

【 数 1 6 5 】

$$\mathbf{w}_t^{H(k-1)} = \text{null} \left(\mathbf{W}_r^{V(k-2)H} \mathbf{H}^{V(k-2),H(k-1)} \right)$$

ステップC 3 (干渉電力 (Interference power) の算出)

50

ノードH (k ± 1) からノードV (k + 2) への干渉電力
 $\delta^{V(k+2)}$

と、ノードH (k ± 1) からノードV (k - 2) への干渉電力
 $\delta^{V(k-2)}$

は、下記数式に基づき、それぞれ算出される。

【 0 4 6 5 】

【 数 1 6 6 】

$$\delta^{V(k+2)} = \left\| \mathbf{w}_r^{V(k+2)H} \sum \mathbf{H}^{V(k+2),H(k\pm 1)} \mathbf{w}_t^{H(k\pm 1)} \right\|_2^2$$

10

【 0 4 6 6 】

【 数 1 6 7 】

$$\delta^{V(k-2)} = \left\| \mathbf{w}_r^{V(k-2)H} \sum \mathbf{H}^{V(k-2),H(k\pm 1)} \mathbf{w}_t^{H(k\pm 1)} \right\|_2^2$$

ステップ C 4

20

$$\delta^{V(k\pm 2)} \leq \Delta$$

が成立するまでに、ステップ C 2 ~ ステップ C 3 の処理を繰り返す。

なお、ノードH (k + 2) における所望信号のダイバシチオーダーの劣化問題を解決するために、ノードV (k ± 1) 及びノードH (k ± 2) に対して、上述したC型協力ヌルビームフォーミング・アルゴリズムを適応すれば良い。

< 1 2 - 4 > 協力ヌルビームフォーミング機能を備えたノード装置

30

ここで、クロス型のネットワークポロジを有する本発明に係る2次元マルチホップ通信システムに利用できる、本発明の協力ヌルビームフォーミング機能を備えたノード装置について説明する。

【 0 4 6 7 】

図27は、図16に示すノード装置に本発明の協力ヌルビームフォーミング機能を加えて構成されたノード装置の構成を示すブロック図である。また、図28図27に示すノード装置の動作手順を示すフローチャートである。図27に示すノード装置5は、クロス型のネットワークポロジを有する本発明に係る2次元マルチホップ通信システムに利用できる。

【 0 4 6 8 】

40

ノード装置5は、ノード装置3に、< 1 2 - 2 > 及び< 1 2 - 3 > で述べた本発明の協力ヌルビームフォーミング機能を追加して構成されるノード装置である。図16に示すノード装置3と比較すれば分かるように、ノード装置5は、協力ヌルビームフォーミング機能を除いて、その構成や動作は、基本的にノード装置3と同じである。

【 0 4 6 9 】

ノード装置5における協力ヌルビームフォーミング機能、即ち、ヌルビームウェイト生成処理、受信ヌルビーム形成処理、経路Hにおける送信ヌルビーム形成処理、及び経路Vにおける送信ヌルビーム形成処理については、上述したB型協力ヌルビームフォーミング・アルゴリズム、又はC型協力ヌルビームフォーミング・アルゴリズムに基づいて行われる。

50

< 1 2 - 5 > 協力ヌルビームフォーミング・アルゴリズムの更なる検討

上述した本発明の協力ヌルビームフォーミング・アルゴリズムでは、ノード間の伝搬路情報及び送受信ウェイトの交換を必要としている。この作業をリアルタイム的に実現するのは困難なところもある。

【 0 4 7 0 】

しかし、バックボーンネットワークにおいて、伝搬チャネルの時間変動が激しくないこと、やシミュレーション結果で分かった逐次的な送受信ウェイト計算の速い収束性の性質を用いて、協力ヌルビームフォーミング・アルゴリズムを実現するため、大きく2つの段階に分けれる。

10

< 1 2 - 5 - 1 > 初期段階

初期段階において、ネットワークを展開する時に、伝搬チャネルが静的であると仮定する。つまり、下記で説明する作業を行う間に、全ての伝搬チャネルの時間変動が生じないことにする。また、初期段階に各ノードの送受信ウェイトを確立するために、データ伝送を行わず伝搬チャネルを推定するためのプリアンブルだけの送受信を行う。また、各ノードを区別するため、全てのプリアンブル信号が直交するとする。

【 0 4 7 1 】

一般性を失わず、ネットワークの最初の送受信状態は、図26で示すタイムスロット n であると仮定する。各送信ノードの初期送信ウェイトは、単位行列の第一列目とする。ここで、ノード $H(k \pm 1)$ 及びノード $V(k \pm 2)$ に着目して説明する。周りの信号を受信するノード $V(k \pm 2)$ は、プリアンブル信号から伝搬チャネルを推定し、仮の受信ウェイトを計算する。

20

【 0 4 7 2 】

次のタイムスロット ($n + 1$) にノード $V(k \pm 1)$ は、送信ノードになり、自分のプリアンブルの後ろ、仮の受信ウェイトを乗じたプリアンブルを付加して送信する。この時、ノード $H(k \pm 1)$ は受信状態となり、図25で示すように、協調ヌルビームフォーミングが成立したとしても、ノード $H(k + 1)$ (また $H(k - 1)$) は、ノード $V(k + 2)$ (また $V(k - 2)$) からの信号を受信することができる。

【 0 4 7 3 】

受信したプリアンブル信号から、ノード $H(k + 1)$ (またノード $H(k - 1)$) は、上記数163(また上記数165)のように、ノード $V(k + 1)$ (またノード $V(k - 1)$) へ干渉を与えないように送信ウェイトを更新し、プリアンブルに乗算して送信する。このループを数回実行することにより、送受信ノードの協力ヌルビームフォーミングウェイトが成立する。

30

< 1 2 - 5 - 2 > 運用段階

運用段階においても、伝搬チャネルの変動性が低いと仮定する。伝搬チャネルの微変動に対する協調ヌルビームフォーミングを保持するために、2つの方法がある。

【 0 4 7 4 】

1つの方法とは、初期段階のような作業を常に行うことである。ただし、伝送するデータがプリアンブルの後方に付加される。もう1つの方法とは、協調ヌルビームフォーミングに参加するノードに対して、タイムスロットの一部を、干渉を監視するために使い、干渉量を送信ノードへフィードバックする。送受信の周期性から、このフィードバックの実現は難しくない。送信ノードでは、フィードバック量に基づいて適応信号処理を行い、準最適の送信ウェイトを保持する。この技術をトラッキングと言う。

40

< 1 3 > 数値解析

本発明の発明者らは数値計算を行い、本発明の二次元MIMOネットワークコーディング各方式の有効性を検証した。シミュレーションでは、全ての隣接ノード間のストリーム

50

当たりの平均信号対雑音比 (SNR) が同じように設定される。つまり、全ての信号ストリームが等電力で送信される。

【0475】

また、ネットワークにおいて信号ストリームの数及びノードの数が異なるため、公平な比較を行うために、ストリーム毎の送信電力 P_i は、下記数168により正規化される。

【0476】

【数168】

$$\alpha_i(\forall i) = \begin{cases} \frac{4K+1}{4K+2} & (2DMNC1) \\ \frac{4K}{4K+2} & (2DMNC2) \end{cases} \quad 10$$

ただし、上記数168の分子及び分母がそれぞれ二時刻周期におけるノードの数やストリーム数を表す。そして、伝搬チャネルは、フラットレイリーフェージングに従うと仮定する。また、伝搬環境は準静的であり、つまり、時刻毎の伝搬チャネルが不変であると仮定する。

【0477】

本発明の二次元MIMOネットワークコーディング各方式の比較対象として、次の方式1, 方式2, 方式3を検討した。

<方式1>:

経路毎に4チャンネルを使うマルチチャンネル単方向SISOメッシュネットワーク($\alpha = 1/8$ 、図10(a)、ノード当りのアンテナ本数: 1)、即ち、従来のマルチチャンネルSISO(8 channel)

<方式2>:

経路毎に4チャンネルを使うマルチチャンネルMIMOメッシュネットワーク($\alpha = 1/8$ 、図10(a)、ノード当りのアンテナ本数: 4)、即ち、従来のマルチチャンネルMIMO link-by-link MIMO (8 channel)

<方式3>:

経路毎に1チャンネルを使い、且つ一次元MIMOネットワークコーディングを利用する双方向MIMOメッシュネットワーク($\alpha = 1/2$ 、図10(b)、ノード当りのアンテナ本数: 4)、即ち、本発明の一次元MIMOネットワークコーディング1DMNC(2 channel)

また、評価に使う値として、ネットワークのエンド・ツー・エンド伝送容量を用いる。エンド・ツー・エンド伝送容量は、次のように計算される。

【0478】

まず、受信ノードRの特定の所望信号のインデックスをpとする。ただし、インデックスpは、受信ノードRが受信状態となる時刻におけるネットワーク全体の信号ストリームの中のグローバルインデックスである。伝搬チャネル行列、各送信ノードの送信ウェイト及び受信ノードR自体の受信ウェイトから、簡易に所望信号

$$S_p$$

の瞬時伝送容量

$$C_p^R$$

を計算することができる。ノードRは表1における

$$\Omega_{[.]}$$

に属すれば、

10

20

30

40

50

$S_{P_{\bullet}}$

がノード R の

 $[\bullet]$

の所望信号となるようなグローバルインデックス

 P_{\bullet}

が存在する。ただし、

 $[\bullet]$

は F, B, D, U をまとめて表現した記号である。

【 0 4 7 9 】

従って、

 $C_{P_{\bullet}}^R$

を計算できる。このように、前向きフロー、後向きフロー、下向きフロー、上向きフローのエンド・ツー・エンド伝送容量は、下記数 1 6 9 ~ 数 1 7 2 により計算することができる。

【 0 4 8 0 】

【 数 1 6 9 】

$$C_F^{e2e} = \min_{R \in \Omega_F} E \left[C_{P_F}^R \right]$$

【 0 4 8 1 】

【 数 1 7 0 】

$$C_B^{e2e} = \min_{R \in \Omega_B} E \left[C_{P_B}^R \right]$$

【 0 4 8 2 】

【 数 1 7 1 】

$$C_D^{e2e} = \min_{R \in \Omega_D} E \left[C_{P_D}^R \right]$$

【 0 4 8 3 】

【 数 1 7 2 】

$$C_U^{e2e} = \min_{R \in \Omega_U} E \left[C_{P_U}^R \right]$$

つまり、あるフローのエンド・ツー・エンド伝送容量は、そのフロー上にあるノードの平均伝送容量の最小値であることを意味する。

【 0 4 8 4 】

上記各フローのエンド・ツー・エンド伝送容量に基づいて、フロー当りの平均エンド・ツー・エンド伝送容量

 C^{e2e}

は、下記数 1 7 3 により計算される。

【 0 4 8 5 】

10

20

30

40

【数 173】

$$C^{e2e} = \beta \frac{C_F^{e2e} + C_B^{e2e} + C_D^{e2e} + C_U^{e2e}}{4} [\text{bps/Hz/flow}]$$

< 13 - 1 > 遠距離干渉が存在しない場合

各従来方式及び本発明のフロー当りの平均エンド・ツー・エンド伝送容量を図 29 に示す。図 29 から、時間あるいは周波数（資源）利用効率が悪いこと、マルチチャネル SISO の特性が一番悪いことが分かる。また、図 29 から、リンク毎に MIMO を導入することで空間多重の効果により、マルチチャネル SISO の低い資源利用効率を改善できることが分かる。さらに、図 29 から、マルチチャネル SISO と比べて、マルチチャネル MIMO の特性の方が四倍以上改善したことが確認できる。

10

【0486】

ネットワークコーディングを導入することも資源利用効率をよくする一つの手段である。図 29 から分かるように、一次元 MIMO ネットワークコーディングを利用する本発明の二次元メッシュネットワークでは、マルチチャネル MIMO よりも、フロー当り 1 bps / Hz の改善を実現する。

【0487】

そして、本発明の二次元 MIMO ネットワークコーディング各方式の伝送容量特性が最も良いことは、図 29 から一目瞭然である。

20

【0488】

本発明の二次元 MIMO ネットワークコーディング各方式では、空間・時間・周波数資源を効率よく使えるため、マルチチャネル SISO よりも 8 倍近くの伝送容量増大まで達成している。ただし、2 DMNC 1 及び 2 DMNC 2 の小さな特性の差は、上記数 168 で与えられる正規化電力の差によるものである。全体の帯域幅 5 MHz のシステムを考えると、SNR = 30 dB において、ネットワーク伝送容量の等価値は、それぞれ 24 Mbps (マルチチャネル SISO)、88 Mbps (マルチチャネル MIMO)、104 Mbps (一次元 MIMO ネットワークコーディング)、164 Mbps (二次元 MIMO ネットワークコーディング) である。

30

< 13 - 2 > 遠距離干渉が存在する場合

遮蔽物の少ない等の特性の伝搬環境において、遠距離干渉の影響を無視することができない。減衰係数 = 3.5 の伝搬環境におけるエンド・ツー・エンド伝送容量特性を図 30 に表す。

【0489】

図 30 より、遠距離干渉の影響を無視できない時に、全ての方式の伝送容量特性が劣化することが分かる。しかし、このような環境の中でも、本発明の伝送容量特性が他の方式と比べて優れていることは確認できる。

【0490】

40

図 30 に基づき、2 DMNC 1 に対して協力マルチビームフォーミングの各アルゴリズムを導入した後の結果について説明する。

【0491】

まず、ノード C に対する距離 3 d 干渉を低減するための最小固有値ビームフォーミング・アルゴリズム（A 型干渉低減方法）を導入することで、高い SNR エリアでは、伝送容量が前と比べてフロー当り 1 bps / Hz 程度改善する。

【0492】

また、距離

$$\sqrt{5d}$$

50

干渉を除去するための協力マルチビームフォーミング・アルゴリズム（B型干渉低減方法及びC型干渉低減方法）を更に導入する効果として、本発明では、最終的にエンド・ツー・エンド伝送容量がフロー当たり5bps/Hz近くまで達成できる。

以上では、2次元MIMOネットワークコーディングを用いた本発明に係る2次元マルチホップ通信システムについて、上述した複数の具体的な実施形態を用いて詳細に説明したが、本発明はそれらの実施形態に限定されることはない。

【0493】

上述した本発明の実施形態では、MIMO検波処理において、具体例として、MIMO受信にゼロフォーシング（ZF）アルゴリズムとMMSEアルゴリズムを使用した

10

【0494】

また、上述した本発明の実施形態では、特定の数式に基づき、ネットワーク符号化処理を行うようにしているが、本発明におけるネットワーク符号化処理は、それらの数式に基づく演算操作に限定されることはなく、他の演算操作によるネットワーク符号化処理を本発明に適用することも勿論可能である。

【0495】

また更に、上述した本発明の実施形態では、特定の数式に基づき、ネットワーク復号処理を行うようにしているが、本発明におけるネットワーク復号処理はそれらの数式に基づく演算操作に限定されることはなく、他の演算操作によるネットワーク復号処理を本発明に適用することも勿論可能である。

20

【図面の簡単な説明】

【0496】

【図1】既存のMIMOマルチホップ/メッシュネットワークを説明するための模式図である。

【図2】本発明に係るマルチホップ無線通信システムを説明するための模式図である。

【図3】時空間ブロック符号を適用したMIMOネットワークコーディングを用いた本発明のマルチ無線通信システムにおいて、第kノードにおける送受信処理を説明するための模式図である。

30

【図4】本発明の第2実施形態に係るマルチホップ無線通信システムにおけるノード装置（ノード装置1）の構成を示すブロック図である。

【図5】図4に示すノード装置1の動作手順を示すフローチャートである。

【図6】本発明の第1実施形態に係るマルチホップ無線通信システムにおけるノード装置（ノード装置2）の構成を示すブロック図である。

【図7】図6のノード装置2の動作手順を示すフローチャートである。

【図8】数値シミュレーション用のシナリオ（A）、（B）、（C）、（D）、（E）、（F）、（G）を示す模式図である。

【図9】モンテカルロシミュレーションにより計算した各シナリオのSNRに対する平均総キャパシティを示すグラフである。

40

【図10】クロス型やロータリー型トポロジを有する無線メッシュネットワーク及びネットワーク内の情報フローを説明するための模式図である。

【図11】本発明の2DMNC1及び2DMNC2を説明するための模式図である。

【図12】タイムスロットnにおいて、本発明の第3実施形態に係るマルチホップ無線通信システム（クロス型2次元マルチホップ通信システム）の情報伝達を説明するための模式図である。

【図13】タイムスロットn+1において、本発明の第3実施形態に係るマルチホップ無線通信システム（クロス型2次元マルチホップ通信システム）の情報伝達を説明するための模式図である。

【図14】タイムスロットnにおいて、本発明の第3実施形態に係るマルチホップ無線通

50

信システム（クロス（左折・右折）型２次元マルチホップ通信システム）の情報伝達を説明するための模式図である。

【図１５】タイムスロット（ $n + 1$ ）において、本発明の第３実施形態に係るマルチホップ無線通信システム（クロス（左折・右折）型２次元マルチホップ通信システム）の情報伝達を説明するための模式図である。

【図１６】本発明に係る２次元MIMOネットワークコーディングを用いる２次元マルチホップ通信システムにおけるノード装置の一構成例を示すブロック図である。

【図１７】図１６に示すノード装置の動作手順を示すフローチャートである。

【図１８】本発明に係る２次元MIMOネットワークコーディングを用いる２次元マルチホップ通信システムにおけるノード装置の一構成例を示すブロック図である。

10

【図１９】図１８に示すノード装置の動作手順を示すフローチャートである。

【図２０】タイムスロット n において、本発明の第５実施形態に係るマルチホップ無線通信システム（ロータリー型２次元マルチホップ通信システム）の情報伝達を説明するための模式図である。

【図２１】タイムスロット（ $n + 1$ ）において、本発明の第５実施形態に係るマルチホップ無線通信システム（ロータリー型２次元マルチホップ通信システム）の情報伝達を説明するための模式図である。

【図２２】タイムスロット n において、本発明の第７実施形態に係るマルチホップ無線通信システム（ツリー型２次元マルチホップ通信システム）の情報伝達を説明するための模式図である。

20

【図２３】タイムスロット $n + 1$ において、本発明の第７実施形態に係るマルチホップ無線通信システム（ツリー型２次元マルチホップ通信システム）の情報伝達を説明するための模式図である。

【図２４】本発明のA型干渉低減方法（最小固有値ビームフォーミング・アルゴリズム）を説明するための模式図である。

【図２５】本発明のB型干渉低減方法（B型協力ヌルビームフォーミング・アルゴリズム）を説明するための模式図である。

【図２６】本発明のC型干渉低減方法（C型協力ヌルビームフォーミング・アルゴリズム）を説明するための模式図である。

【図２７】図１６に示すノード装置に協力ヌルビームフォーミング機能を加えて構成されたノード装置の構成を示すブロック図である。

30

【図２８】図２７に示すノード装置の動作手順を示すフローチャートである。

【図２９】遠距離干渉が存在しない場合のSNRに対する平均エンド・ツー・エンドキャパシティを示すグラフである。

【図３０】遠距離干渉が存在した場合のSNRに対する平均エンド・ツー・エンドキャパシティを示すグラフである。

【符号の説明】

【０４９７】

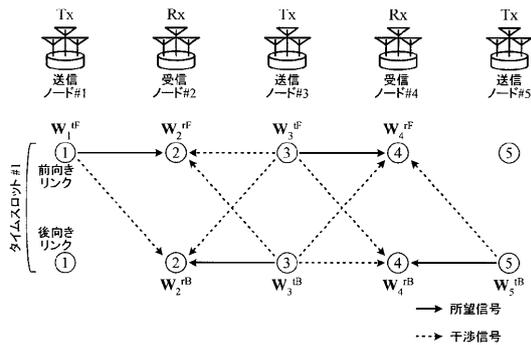
- １、２、３、４、５ ノード装置
- １０、１００ R Fトランシーバ
- １５、１５０ フレーム処理部
- ２０、２００ S T B C受信データ生成部
- ３０、３００ チャンネル推定部
- ４０、４００ M I M O検波部
- ５０、５００ S T B Cチャンネル行列生成部
- ６０ ネットワーク復号部
- ７０ 中継制御部
- ９０ ネットワーク符号化部
- １００ S T B C送信データ生成部
- １１０ トレーニング信号付加部

40

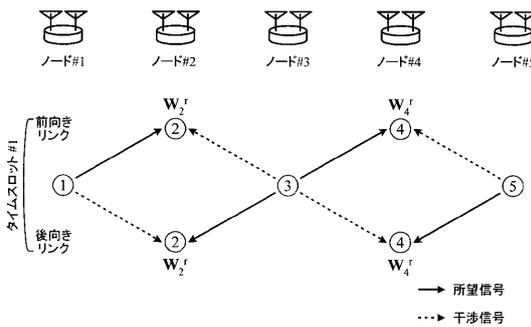
50

- 3 5 0 ヌルビームウェイト生成部
- 4 1 0 受信ヌルビーム形成機能を有するMIMO検波部
- 6 0 1 経路Hにおけるネットワーク復号部
- 6 0 2 経路Vにおけるネットワーク復号部
- 7 0 1 経路Hにおける中継制御部
- 7 0 2 経路Vにおける中継制御部
- 9 0 1 経路Hにおけるネットワーク符号化部
- 9 0 2 経路Vにおけるネットワーク符号化部
- 9 5 1 経路Hにおける送信ヌルビーム形成部
- 9 5 2 経路Vにおける送信ヌルビーム形成部
- 1 0 0 1 経路HにおけるSTBC送信データ生成部
- 1 0 0 2 経路VにおけるSTBC送信データ生成部
- 1 1 0 1 経路Hにおけるトレーニング信号付加部
- 1 1 0 2 経路Vにおけるトレーニング信号付加部

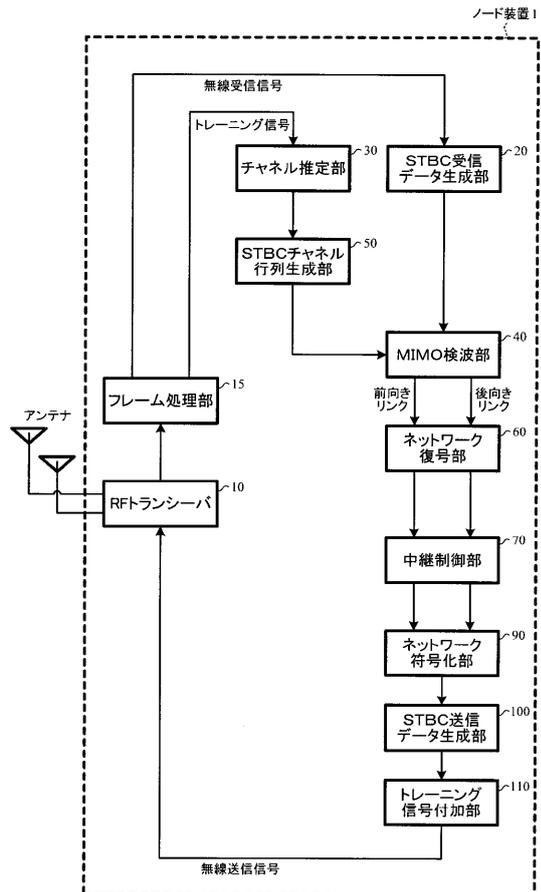
【図1】



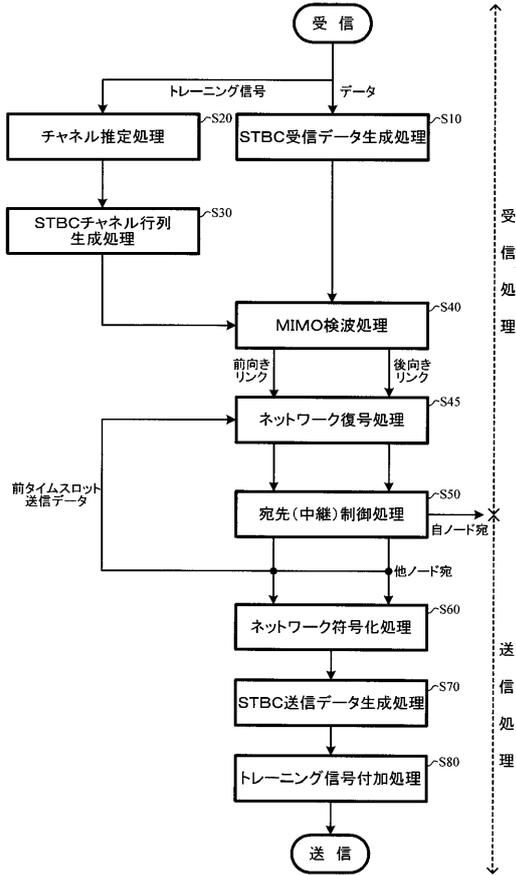
【図2】



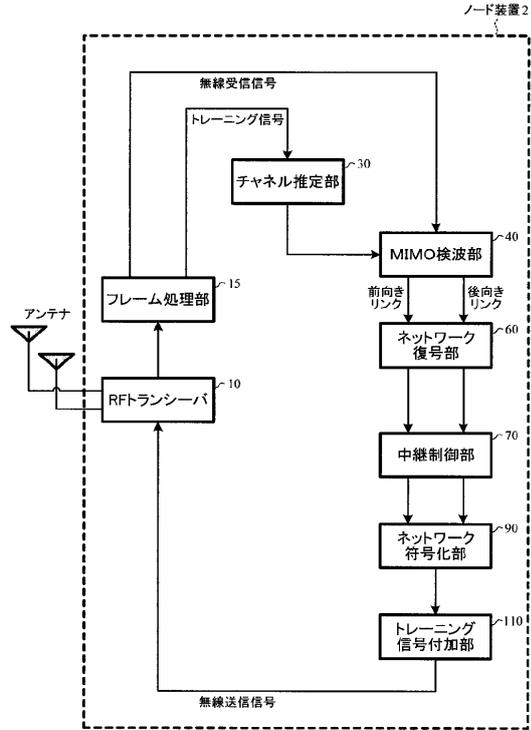
【図4】



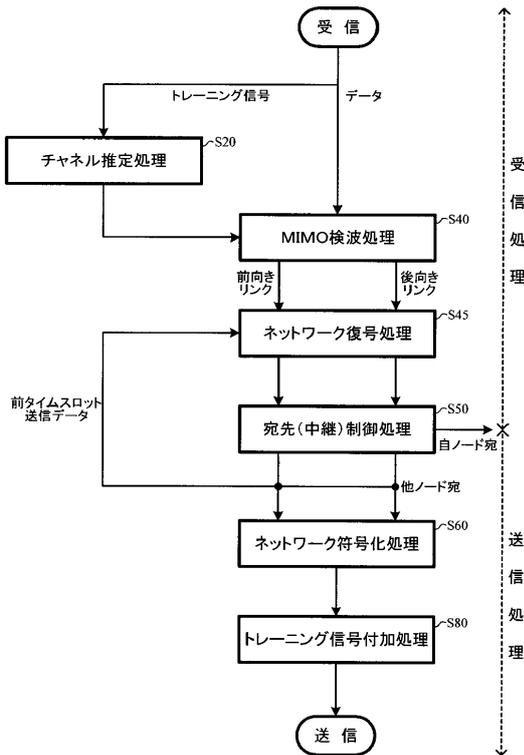
【図5】



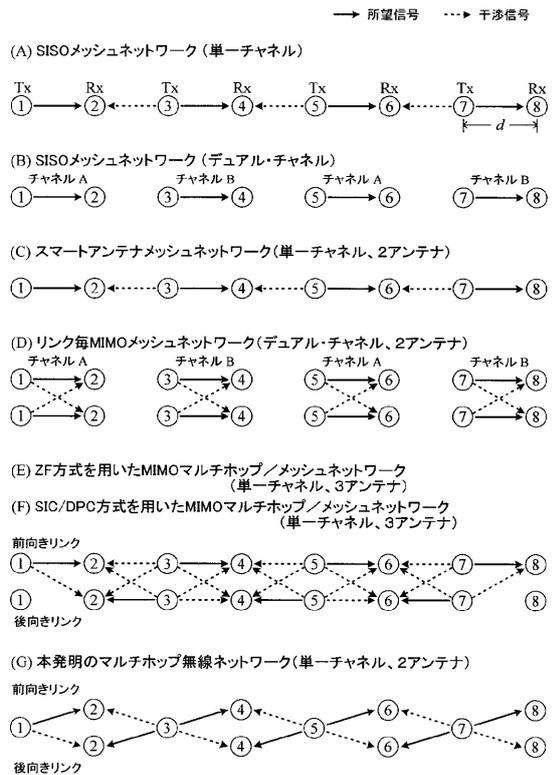
【図6】



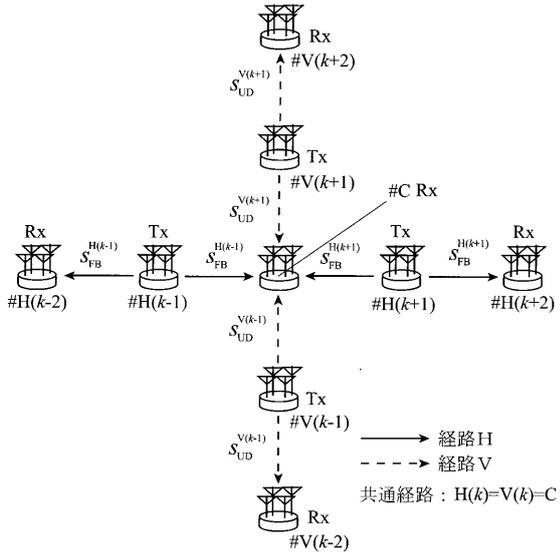
【図7】



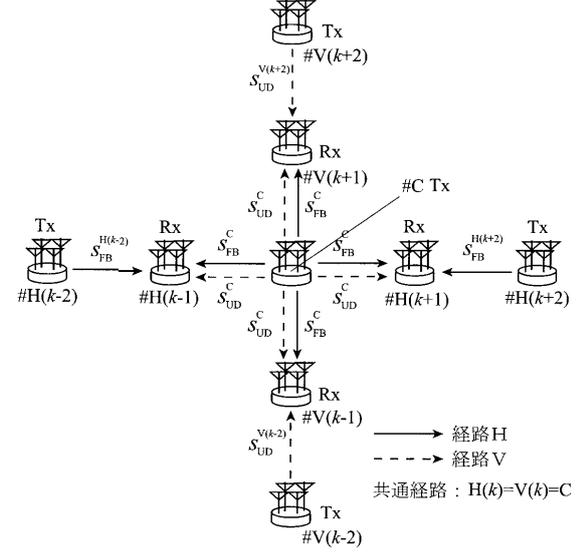
【図8】



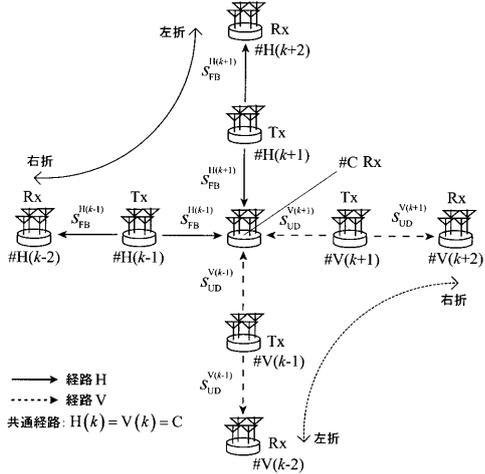
【 図 1 2 】



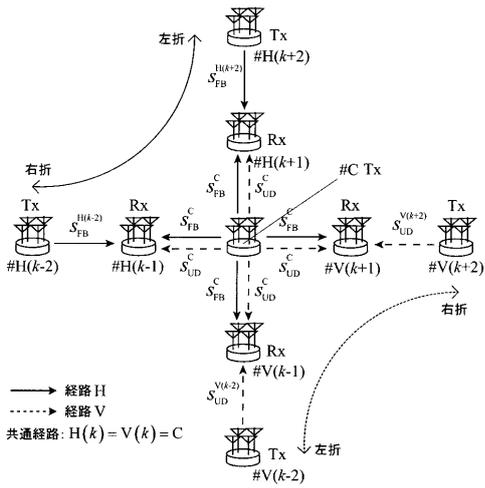
【 図 1 3 】



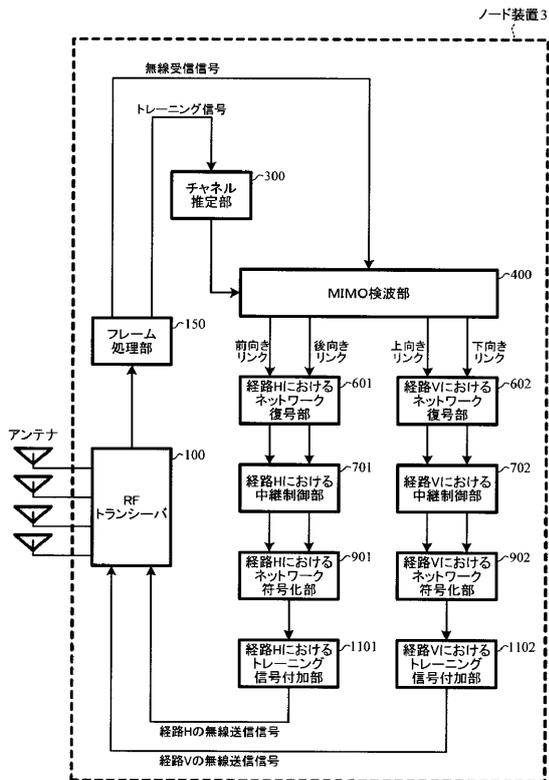
【 図 1 4 】



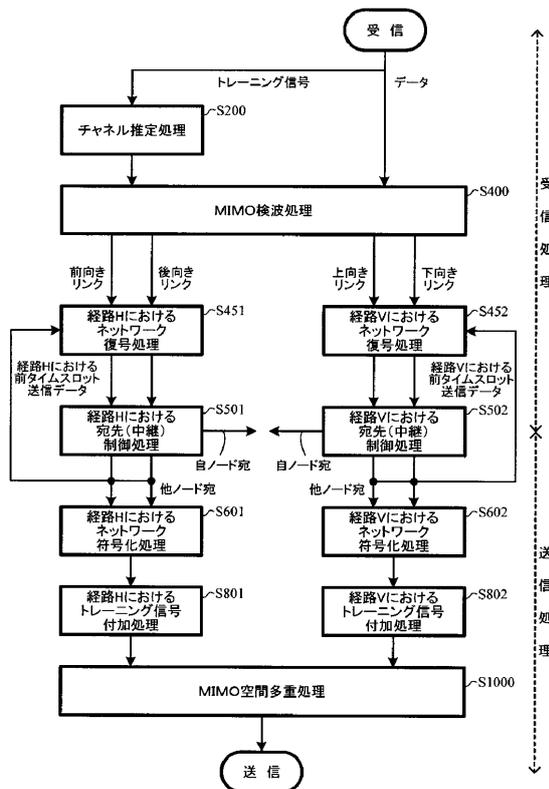
【 図 1 5 】



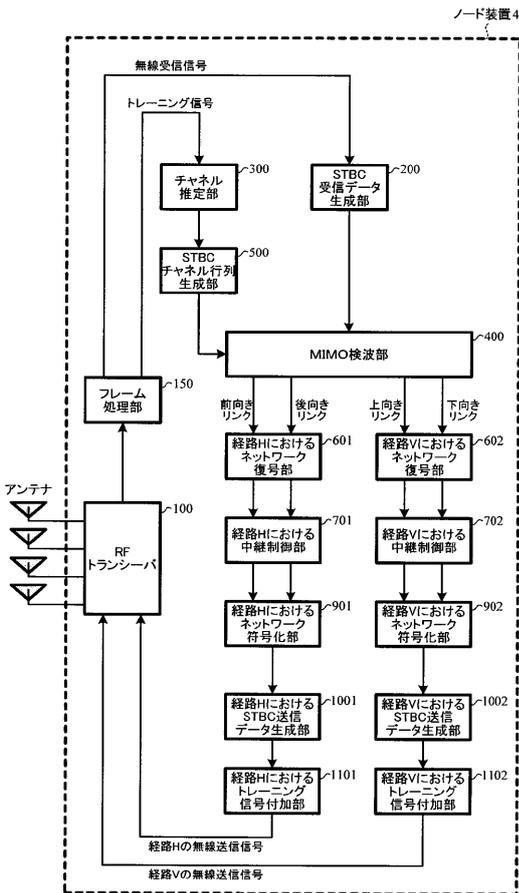
【図16】



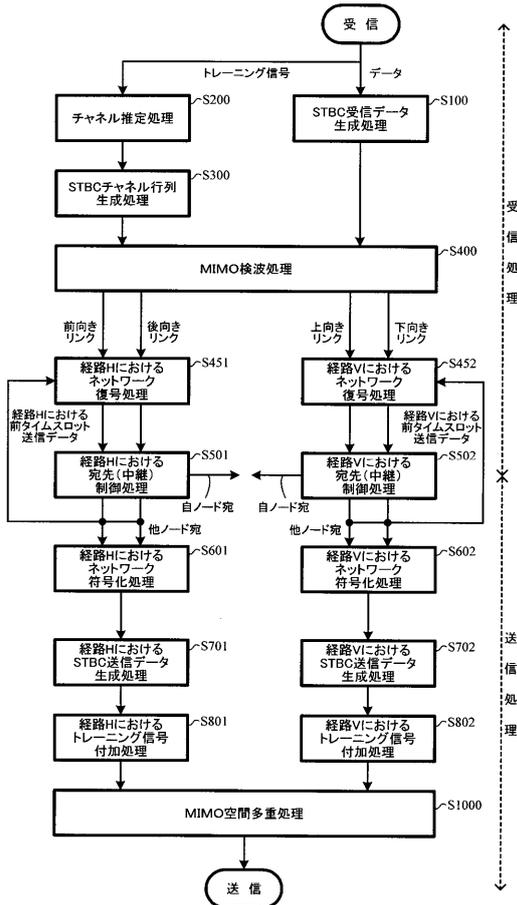
【図17】



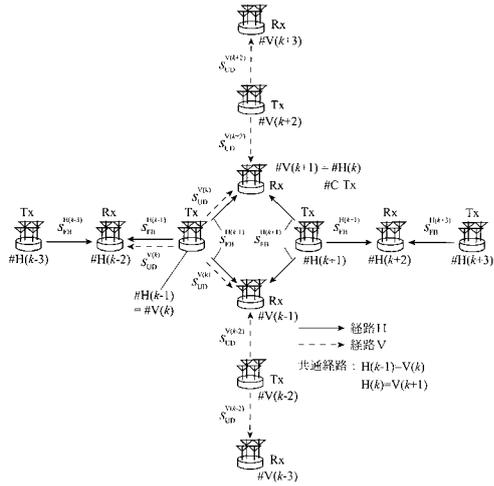
【図18】



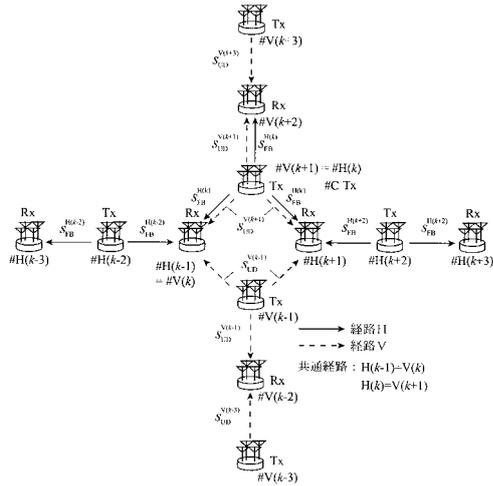
【図19】



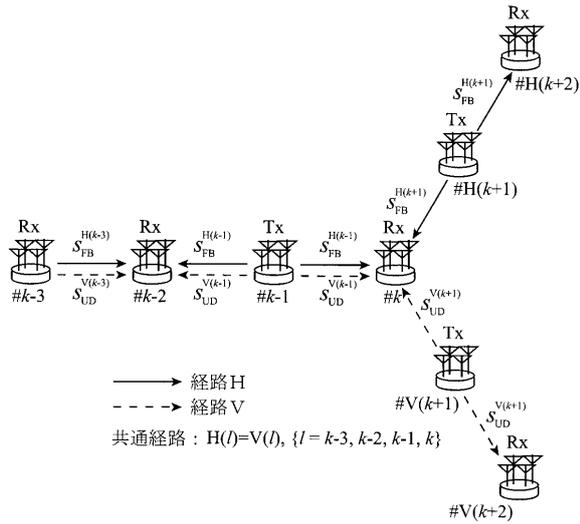
【図20】



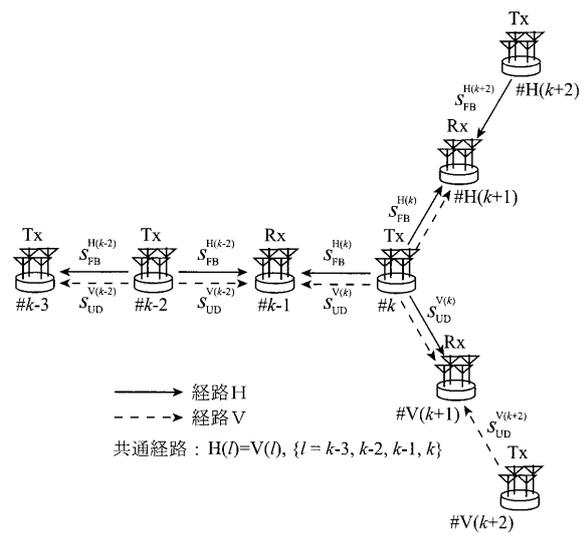
【図21】



【図22】

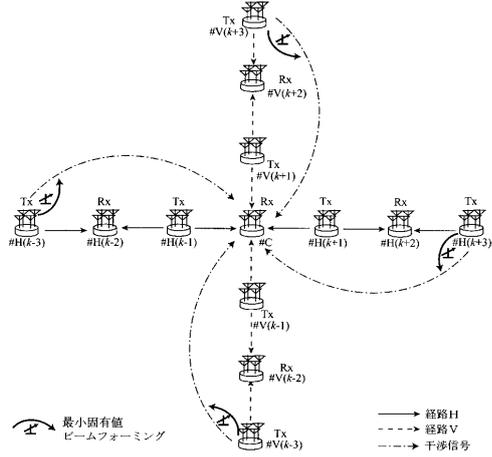


【図23】



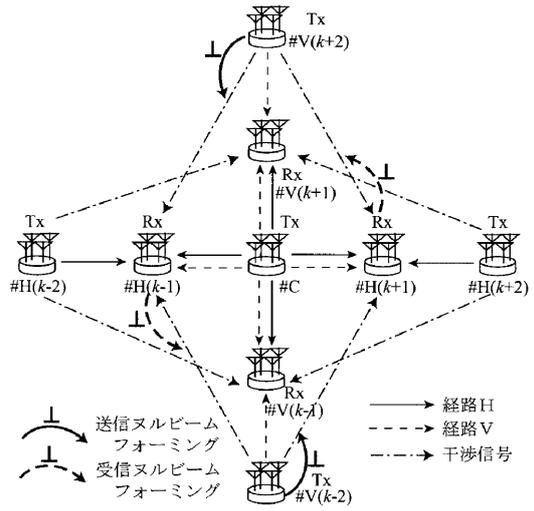
【図24】

A型



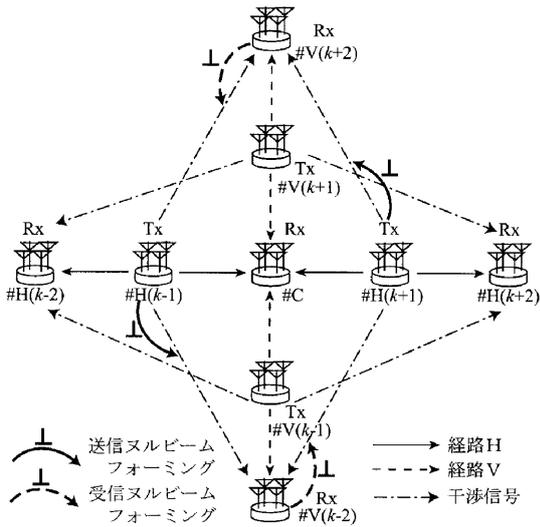
【図25】

B型

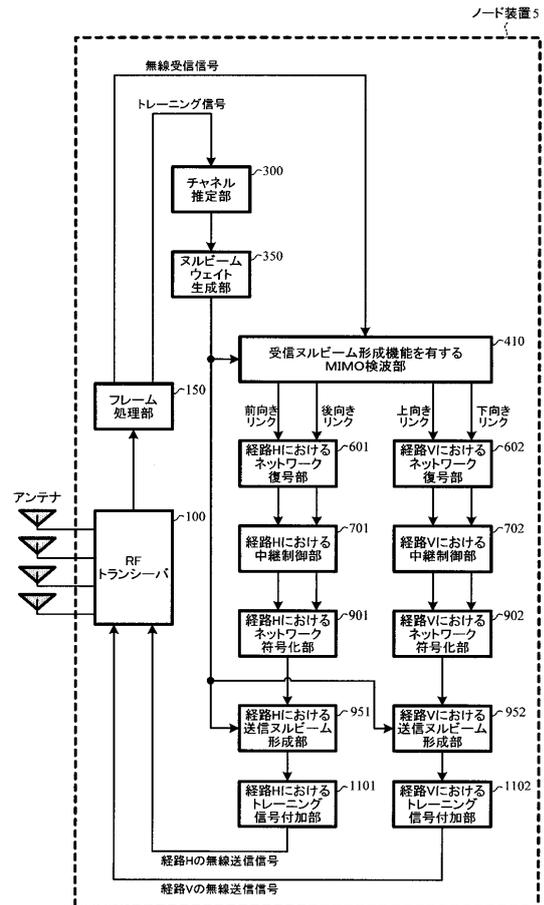


【図26】

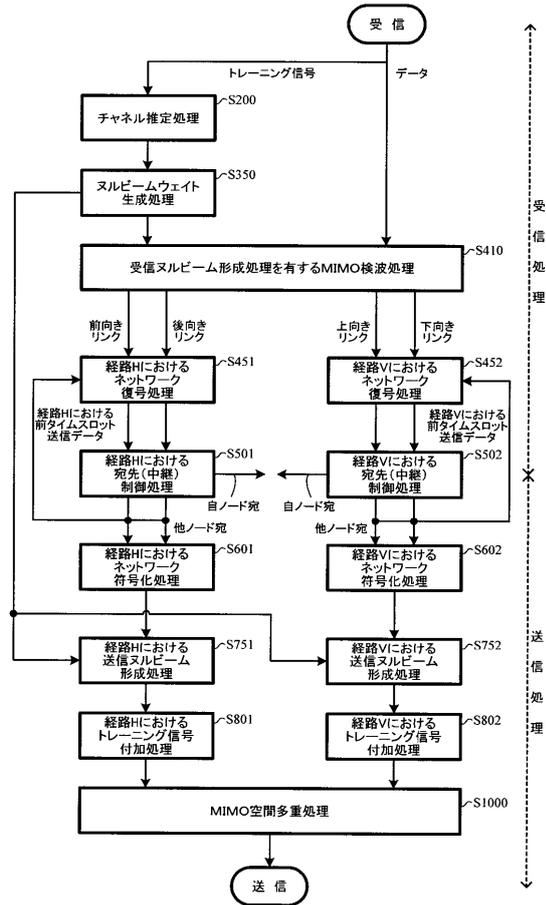
C型



【図27】

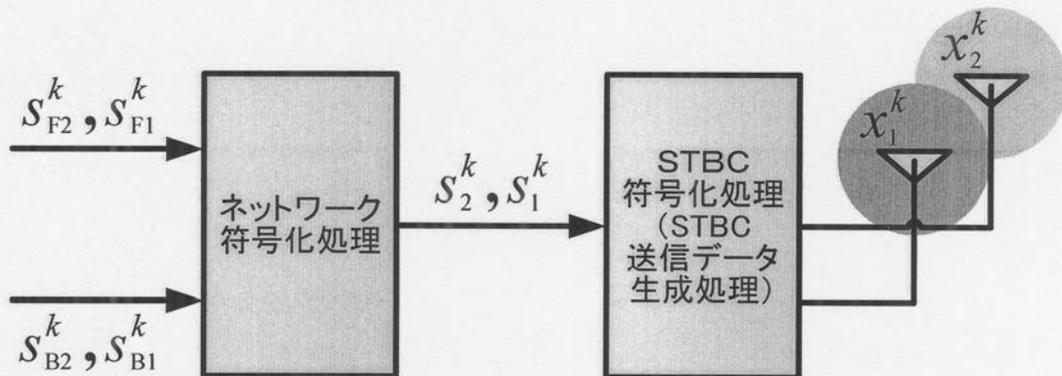


【図28】

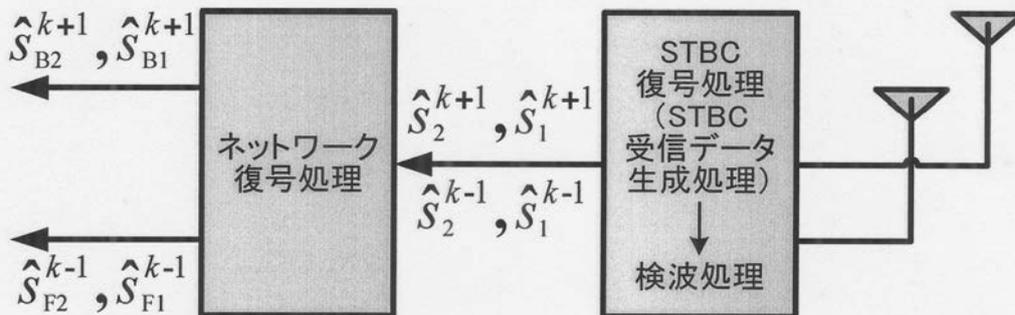


【図3】

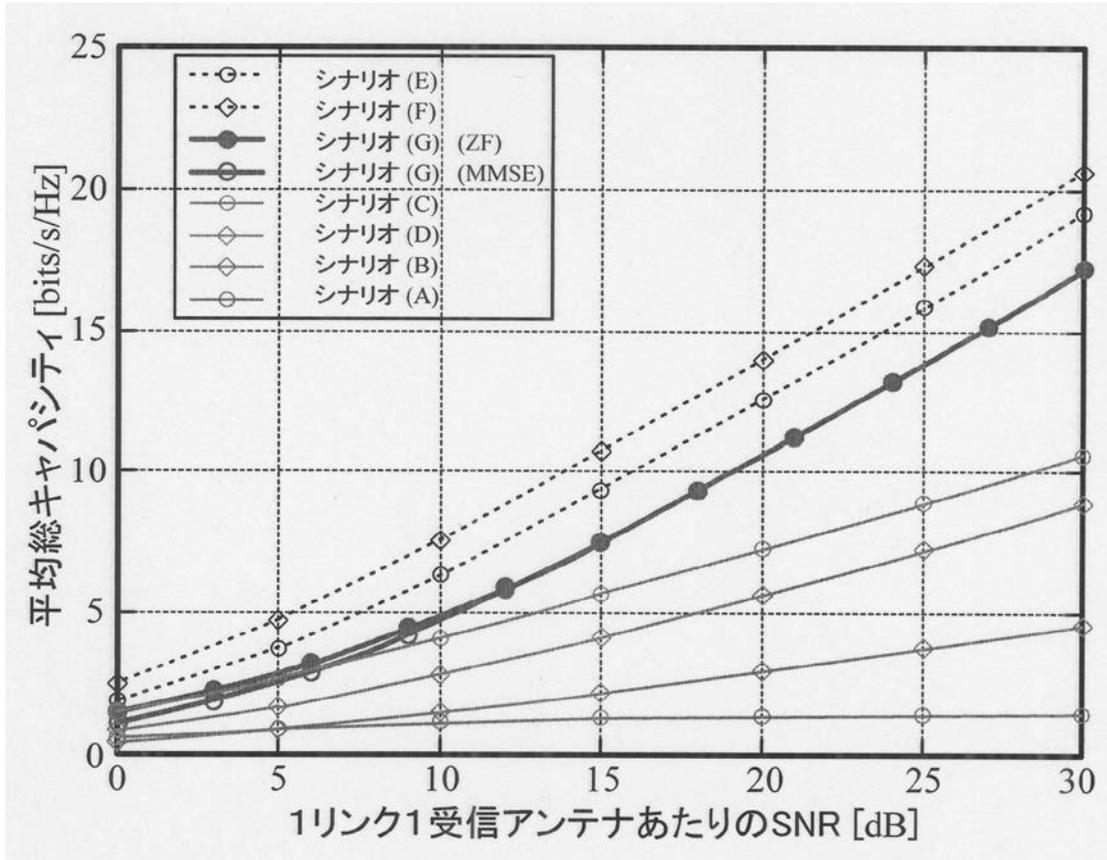
(A) 第kノードにおける送信処理



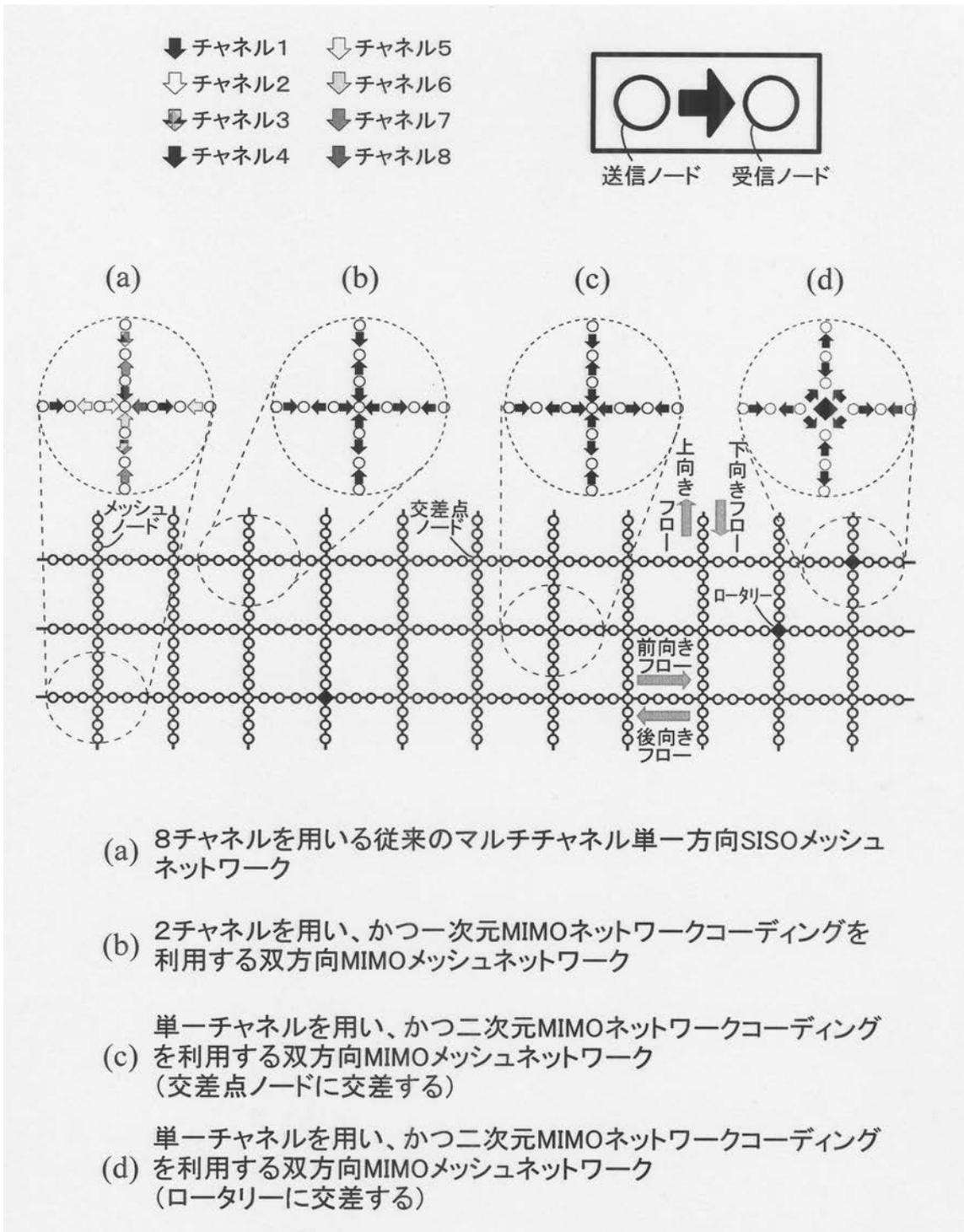
(B) 第kノードにおける受信処理



【 図 9 】

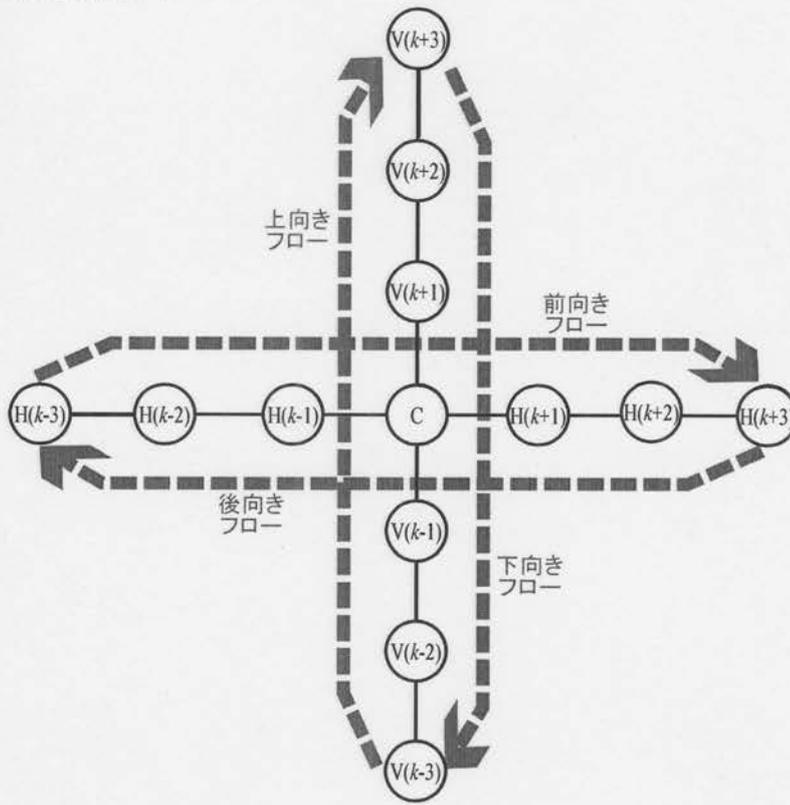


【図10】

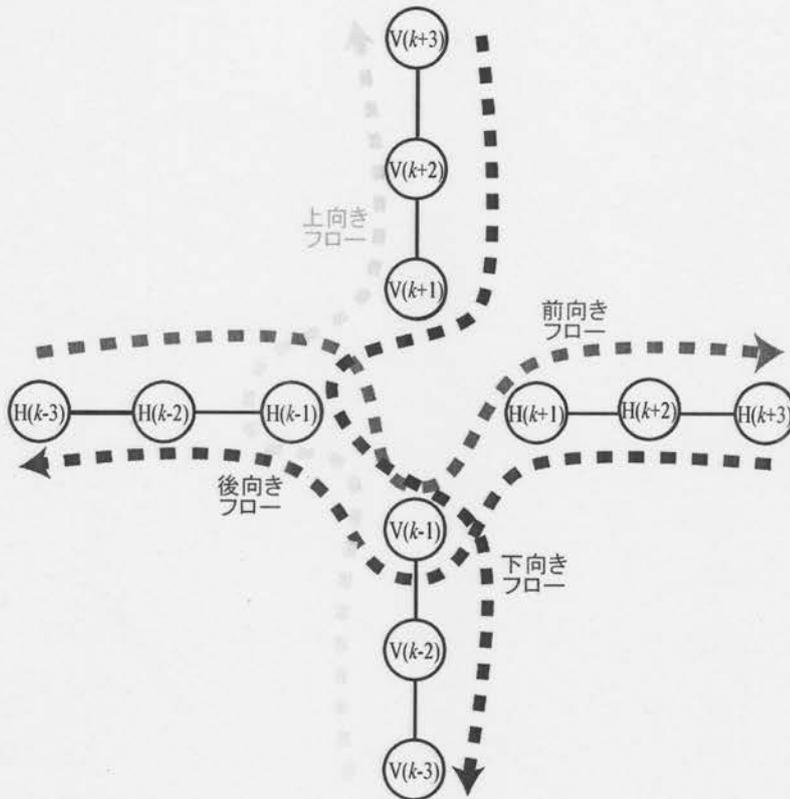


【 図 1 1 】

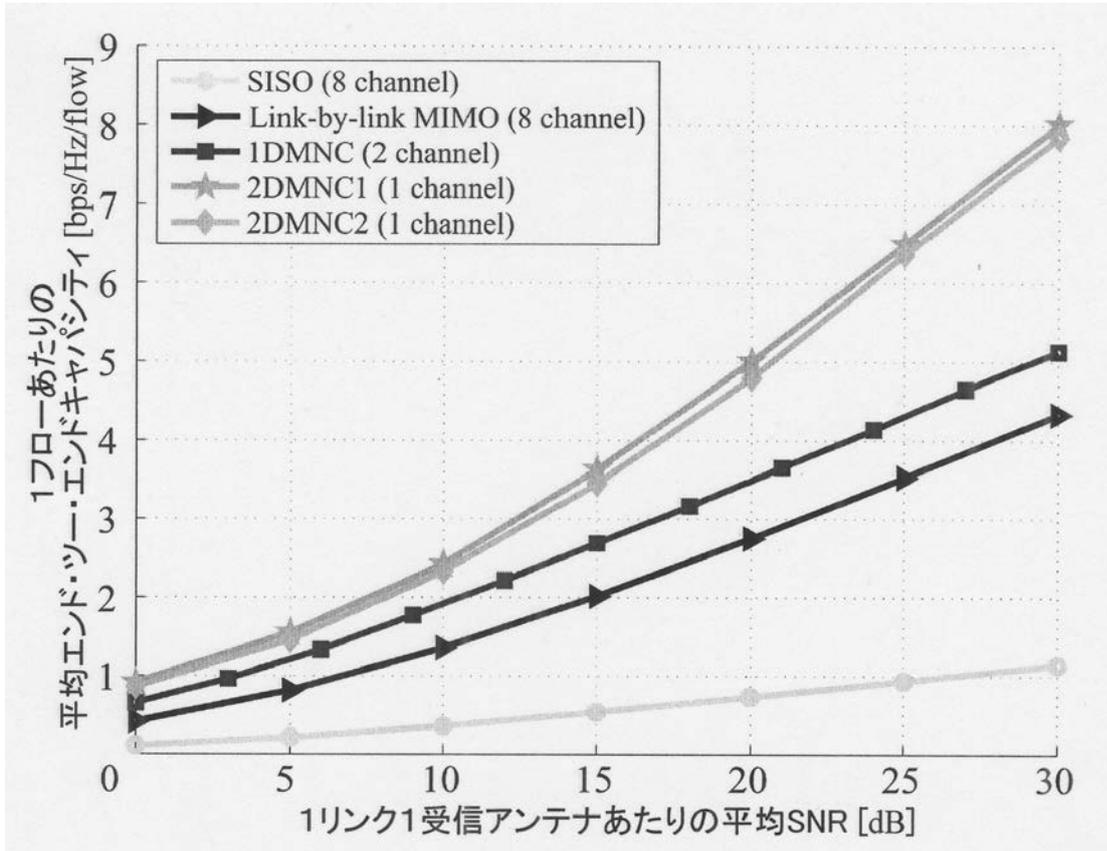
(A) 2DMNC1



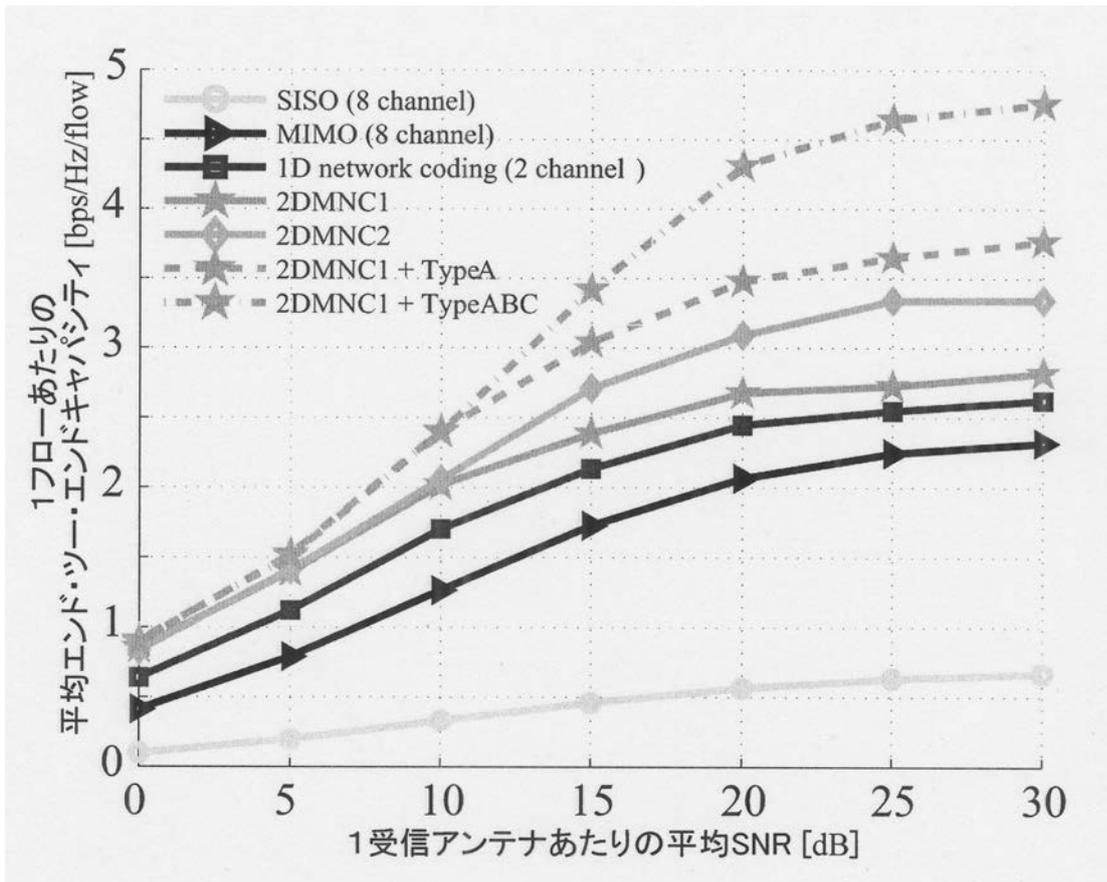
(B) 2DMNC2



【 図 2 9 】



【 図 3 0 】



フロントページの続き

(51)Int.Cl. F I
H 0 4 B 7/02 (2006.01) H 0 4 B 7/02 Z

(74)代理人 100093090

弁理士 北野 進

(72)発明者 小野 文枝

神奈川県横浜市保土ヶ谷区常盤台79番1号 国立大学法人横浜国立大学

(72)発明者 阪口 啓

東京都目黒区大岡山2-12-1 国立大学法人東京工業大学内

(72)発明者 島田 修作

東京都武蔵野市中町2丁目9番32号 横河電機株式会社内

(72)発明者 タン ザカン

東京都目黒区大岡山2-12-1 国立大学法人東京工業大学内

審査官 中元 淳二

(56)参考文献 F. Ono and K. Sakaguchi , Bi-directional link multiplexing for MIMO mesh network , Information, Communications & Signal Processing, 2007 6th International Conference on , 2007年12月13日, pp.1-5

深谷他, Amplify-and-Forward法を用いたマルチホップ無線ネットワークコーディングのための分散リレーアルゴリズム, 電子情報通信学会技術研究報告, 日本, 社団法人電子情報通信学会, 2008年1月17日, 第107巻, 第438号, 121-126ページ, SIP2007-151, RCS2007-154

M. Dohler et al. , Near-optimum transmit power allocation for space-time block encoded wireless communication systems , Communications, IEE Proceedings, 2006年6月2日, Vol.153, No.3, pp.459-463

(58)調査した分野(Int.Cl. , DB名)

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

H 0 4 W 4 / 0 0 - 9 9 / 0 0

H 0 4 B 7 / 0 2

H 0 4 B 7 / 0 4

H 0 4 B 7 / 1 5

H 0 4 J 9 9 / 0 0