



ルチユーザ-MIMO (MU-MIMO) でのブロック対角化のアプリケーションである。MIMO 自由度 (DoF) の一部を使用し、ヌル空間を受信アンテナに向けることで、ADC が通過する前に SI をキャンセルできる。また、空間キャンセルは上記の 3 つの方法と組み合わせて使用することもできる。この手法の各 SI キャンセル手法に必要な SI キャンセルの量は、送信電力、ADC 分解能、および所望信号の最小受信レベルにも依存する。例として、送信電力が 20 [dBm]、ADC 分解能が 10 [bit]、ターゲット信号の最小受信レベルが -82 [dBm] であると仮定する。この場合、アンテナキャンセル、RF キャンセル、空間キャンセルには合計 60 [dB]、デジタルキャンセルには 50 [dB] が必要となる。これが満たされると、最終的な SI パワーはノイズフロアパワーと同じになる。空間キャンセルの利点は、MIMO 通信に拡張できることであり、空間キャンセルで十分な SI キャンセルを実現できれば、RF キャンセルは不要となる。一方、問題は、送信アンテナの数が同じである従来の MU-MIMO と比較すると DoF が少ないことである。その理由は、DoF の一部が空間キャンセルを実行するための送信以外の目的で使用されるためである。

本論文では、空間キャンセルの問題を解決するために、空間キャンセルをさらに拡張し、協調 MIMO (Co-MIMO) を FD 無線通信に適用することを提案する。Co-MIMO は、複数のアクセスポイント (AP) が協調して通信する技術であり [6]、近年活発に議論されている。Co-MIMO 方式には、“Joint Beamforming” (JT) と “Cooperative Beamforming” (CB) の 2 つの種類があるが [6]、この提案では JT を使用する。JT では、複数の AP が連携して動作し、1 つの大きな AP であるかのように機能する。例えば、2 本送信アンテナと 2 本受信アンテナを備えた 2 台の AP があり、協調している場合、4 本の送信アンテナと 4 本受信アンテナを備えた 1 台の AP と考えることができる。提案手法の主な目的は、FD 無線通信を行いながら AP を調整することにより、従来手法に比べて DoF の低下を解消することで空間ダイバーシティを向上させることである。もう 1 つの目的は、アイドル状態の AP が協力して参加できるようにすることで、すべての AP が常に通信に参加できるようにし、空間チャンネルの利用効率を向上させることである。その結果、空間キャンセルのメリットを享受しながら、より高い DoF とより高いチャンネル利用効率を備えた FD 無線通信を実現することができる。ここから先は、提案方法を “自己ヌルビームフォーミングを適用した Co-MIMO” と呼ぶ。残りの論文は次のように構成されている。章 2 では、提案手法の基本理論として、複数の送信アンテナと複数の受信アンテナを備えた複数の AP を想定し、Co-MIMO を適用しながら空間キャンセルによって SI をキャンセルする方法を説明する。章 3 では、より具体的な実装方法として、提案手法を実現するために必要なチャンネル推定手法と、提案手法を適用した信号生成手法について説明する。この論文では、提案された方法は、特定の変更を加えた IEEE802.11n フレームフォーマットに基づいて実装されている。章 4 では、提案手法を実現した FD 無線通信システムの実際の実装例を紹介する。次に、提案手法が実機上での実験により実現可能であることを実証し、SI キャンセル量を評価・検討する。最後に、この論文を章 5 で締めくくる。

## 2 基本理論

この章では、提案方法である自己ヌルビームフォーミングを適用した Co-MIMO について説明する。まずは章 2-A は、提案する方法の理論を一般式として示す。次に、章 2-B では、2 台 AP と 2 台 STA がある場合の理論と計算方法について詳しく説明する。

### 2-1 自己ヌルビームフォーミングを適用した Co-MIMO (1)

本章では  $N_{AP}$  AP と  $N_{STA}$  STA が存在する環境を想定する。すべての AP は、Co-MIMO を使用して、すべての STA へのダウンリンク (DL) 送信を実行する。同時に、特定の AP に自己ヌルビームフォーミングを適用する。これにより、AP 間の SI をキャンセルできる。 $i$  を AP の指標にし、 $j$  を STA の指標とする。 $i$  番目の AP には  $N_i$  送信アンテナがあり、 $j$  番目の STA には  $M_j$  受信アンテナを想定する。 $M_0$  を、自己ヌルビームフォーミングが適用される AP の受信アンテナの数とする。 $N_{SSj}$  を  $j$  番目の STA に送信される送信ストリームの数とする。この論文では、理論を単純化するために  $N_{SSj} = M_j$  とする。このような環境では、 $j$  番目の STA の受信信号  $Y_j$  と AP の受信信号  $Y_0$  は次の式で表す。

$$\mathbf{Y}_j = \sum_{i=1}^{N_{AP}} \mathbf{H}_{j,i} \mathbf{W}_{i,j} \mathbf{s}_j + \sum_{l=1, l \neq j}^{N_{STA}} \sum_{i=1}^{N_{AP}} \mathbf{H}_{j,i} \mathbf{W}_{i,l} \mathbf{s}_l + \mathbf{N}_j, \quad (1)$$

$$\mathbf{Y}_0 = \sum_{l=1}^{N_{STA}} \sum_{i=1}^{N_{AP}} \mathbf{G}_i \mathbf{W}_{i,l} \mathbf{s}_l + \mathbf{N}_0, \quad (2)$$

ここで、 $\mathbf{s}_j$  ( $N_{SSj} \times 1$ ) は  $j$  番目の STA への送信ストリームである。  $\mathbf{W}_i$  を、  $j$  ( $N_i \times N_{SSj}$ ) は、  $j$  番目の STA への送信ストリームを  $i$  番目の AP のアンテナに対応するための重み行列である。  $\mathbf{H}_{j,i}$  ( $M_j \times N_i$ ) は、  $i$  番目の AP の送信アンテナから  $j$  番目の STA の受信アンテナまでのチャネルマトリックスである。  $\mathbf{N}_j$  ( $M_j \times 1$ ) は、  $j$  番目の STA。  $\mathbf{G}_i$  ( $M_0 \times N_i$ ) は、  $i$  番目の AP の送信アンテナから特定の AP の受信アンテナまでのチャネル行列である。  $\mathbf{N}_0$  ( $M_0 \times 1$ ) は、 特定の AP の受信アンテナに追加される熱雑音である。

式 (1) および (2) では、  $\mathbf{Y}_j$  の最初の項は目的の信号を表し、 2 番目の項はユーザー間干渉 (IUI) を表す。 また、  $\mathbf{Y}_0$  は SI を表す。 ここで、 各チャネル行列と重み行列は、  $\mathbf{H}_j = [\mathbf{H}_{j,1}, \mathbf{H}_{j,2}, \dots, \mathbf{H}_{j,N_{AP}}]$ 、  $\mathbf{G} = [\mathbf{G}_1, \mathbf{G}_2, \dots, \mathbf{G}_{N_{AP}}]$  および  $\mathbf{W}_l = [\mathbf{W}_{1,l}^T, \mathbf{W}_{2,l}^T, \dots, \mathbf{W}_{N_{AP},l}^T]^T$  に置き換えられる。 そのとき、  $\mathbf{Y}_j$  と  $\mathbf{Y}_0$  は次の式で表す。

$$\mathbf{Y}_j = \mathbf{H}_j \mathbf{W}_j \mathbf{s}_j + \sum_{l=1, l \neq j}^{N_{STA}} \mathbf{H}_j \mathbf{W}_l \mathbf{s}_l + \mathbf{N}_j, \quad (3)$$

$$\mathbf{Y}_0 = \sum_{l=1}^{N_{STA}} \mathbf{G} \mathbf{W}_l \mathbf{s}_l + \mathbf{N}_0, \quad (4)$$

ここで、  $\mathbf{W}_j$  ( $\sum N \times N_{SSj}$ ) は、  $j$  番目の STA への送信ストリームをすべての AP のアンテナにマッピングするための重み行列である。  $\mathbf{H}_j$  ( $M_j \times \sum N$ ) は、 すべての AP の送信アンテナから  $j$  番目の STA 受信アンテナへのチャネル行列である。 このように式を置き換えることにより、 複数の AP を備えた Co-MIMO は、 1 台の巨大な AP を備えた MU-MIMO と見なすことができる。 つまり、 MU-MIMO テクノロジーを適用できる。 式 (3) と (4) から、 IUI と SI をキャンセルするには、 関連する項が 0 である必要がある。 つまり、 次の式が ( $j = 1, 2, \dots, N_{STA}$ ) のすべてに当てはまる必要がある。

$$\sum_{l=1, l \neq j}^{N_{STA}} \mathbf{H}_j \mathbf{W}_l \mathbf{s}_l = \mathbf{0}, \quad \sum_{l=1}^{N_{STA}} \mathbf{G} \mathbf{W}_l \mathbf{s}_l = \mathbf{0}. \quad (5)$$

したがって、 提案手法で IUI と SI をキャンセルするには、 式 (5) を満たす各重み行列  $\mathbf{W}_1$  ( $1 = 1, 2, \dots, N_{STA}$ ) を見つけて設定する必要がある。 そして、 その重み行列は、  $\mathbf{H}_j \mathbf{W}_1 = \mathbf{0}$  ( $j = 1, 2, \dots, N_{STA}, j \neq 1$ ) および  $\mathbf{G} \mathbf{W}_1 = \mathbf{0}$  を満たす必要がある。

## B. 自己ヌルビームフォーミングを適用した Co-MIMO (2)

この章では、 より具体的な例として、 2 台 AP と 2 台 STA の場合について、 提案手法の理論とその計算手法について説明する。 構成図を図 1 に示す。 式 (3) と (4) から、 AP と各 STA の受信信号  $\mathbf{Y}_0, \mathbf{Y}_1, \mathbf{Y}_2$  は次の式で表す。

$$\begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1 \\ \mathbf{Y}_2 \\ \mathbf{Y}_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \\ \mathbf{H}_2 \\ \mathbf{G} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{W}_1 & \mathbf{W}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{N}_1 \\ \mathbf{N}_2 \\ \mathbf{N}_0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$= \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \mathbf{W}_1 s_1 & \mathbf{H}_1 \mathbf{W}_2 s_2 \\ \mathbf{H}_2 \mathbf{W}_1 s_1 & \mathbf{H}_2 \mathbf{W}_2 s_2 \\ \mathbf{G} \mathbf{W}_1 s_1 & \mathbf{G} \mathbf{W}_2 s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{N}_1 \\ \mathbf{N}_2 \\ \mathbf{N}_0 \end{bmatrix}. \quad (7)$$

式 (7) では,  $H_2 W_1 s_1$  と  $H_2 W_2 s_2$  以外はすべて干渉信号であるため, 0 になるように  $W_1$  と  $W_2$  を決定する必要がある. 式 (5) から, 次の式が成り立つ必要がある.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{H}_2 \\ \mathbf{G} \end{bmatrix} \mathbf{W}_1 = \mathbf{0}, \quad \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \\ \mathbf{G} \end{bmatrix} \mathbf{W}_2 = \mathbf{0}. \quad (8)$$

式 (8) が満たされると, 各受信信号は次のようになり, すべての IUI と SI がキャンセルされていることが確認できる.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1 \\ \mathbf{Y}_2 \\ \mathbf{Y}_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \mathbf{W}_1 s_1 \\ \mathbf{H}_2 \mathbf{W}_2 s_2 \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{N}_1 \\ \mathbf{N}_2 \\ \mathbf{N}_0 \end{bmatrix}. \quad (9)$$

この論文では, 式 (8) を満たす  $W_1$  と  $W_2$  を決定する方法として, 特異値分解 (SVD) を使用する. ここでは, 例として  $W_1$  を決定する. 式 (8) では,  $W_1$  の左側の SVD は次のようになる.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{H}_2 \\ \mathbf{G} \end{bmatrix} = \mathbf{U}_1 \mathbf{\Sigma}_1 \mathbf{V}_1^H \quad (10)$$

$$= \mathbf{U}_1 \begin{bmatrix} \mathbf{\Delta}_1 & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{b1} & \mathbf{V}_{n1} \end{bmatrix}^H \quad (11)$$

$$= \mathbf{U}_1 \begin{bmatrix} \mathbf{\Delta}_1 & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{b1}^H \\ \mathbf{V}_{n1}^H \end{bmatrix}, \quad (12)$$

ここで,  $\mathbf{U}_1 ((\Sigma M - M_1) \times (\Sigma M - M_1))$  は  $(\Sigma M - M_1)$  の左特異ベクトルからなるユニタリ行列,  $\mathbf{V}_1 ((\Sigma M - M_1) \times (\Sigma M - M_1))$  は  $\Sigma N$  の右特異ベクトルからなるユニタリ行列,  $\mathbf{\Delta}_1 = \text{diag} (\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_{\Sigma M - M_1})$  は, 対角成分が特異値である対角行列  $\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \dots \geq \sigma_{\Sigma M - M_1} \geq 0$  である.  $\mathbf{V}_{b1} (\Sigma N \times (\Sigma M - M_1))$  は特異値が  $\mathbf{\Delta}_1$  に対応する右特異ベクトルを収集する行列であり, また  $\mathbf{V}_{n1} (\Sigma N \times M_1)$  は, 特異値が  $\mathbf{V}_1$  に対応する右特異ベクトルを収集する行列である. 最後に, 式 (8) は,  $W_1 = \mathbf{V}_{n1}$  を設定することで満たすことができ,  $W_2$  も同じ計算で計算できる.

### 3. 提案システム

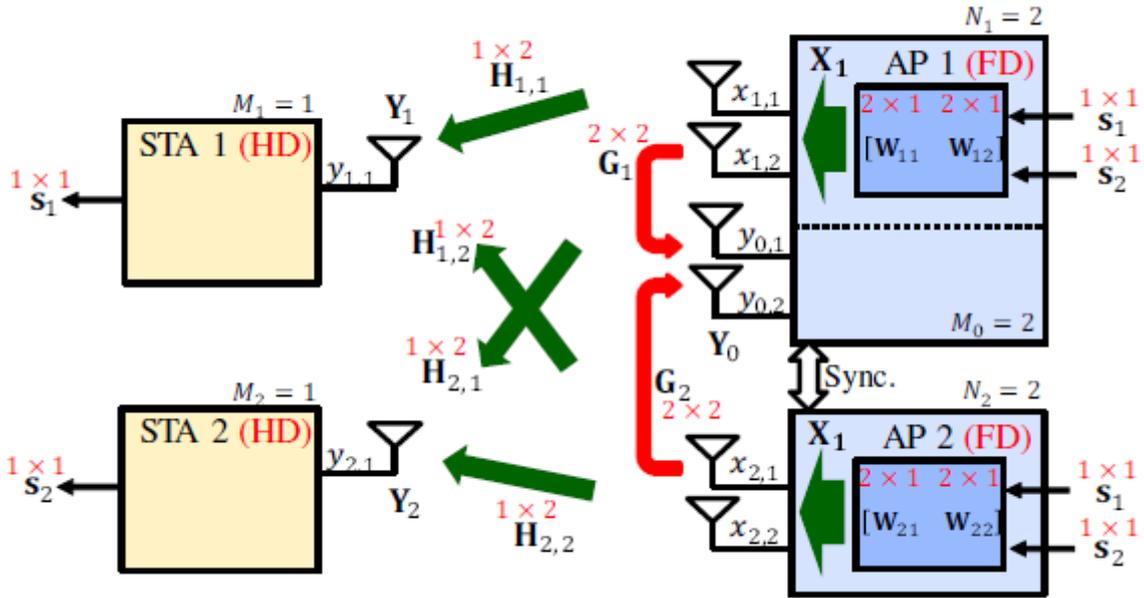


図1 提案システムの概略図

本章では、章2で述べた提案手法のより具体的な実施方法として、提案手法を実現するために必要なチャネル推定手法と提案手法を適用した信号発生手法について説明する。次に、提案手法によるSIキャンセル量の大きさを数式を用いて調べる。

提案された方法を適用するには、チャネル行列 $H_j$ と $G$ が必要となる。したがって、すべてのAPは、最初にチャネルマトリクス推定用の信号を送信し、受信した信号から推定チャネル $\hat{H}_j$ および $\hat{G}$ を計算する。次に、 $\hat{H}_j$ と $\hat{G}$ を使用して $\hat{W}$ 計算され、設定される。その結果、後続の送信で、APはSIをキャンセルしながらSTAに送信できる。この提案では、IEEE802.11n標準信号が実装例として使用されている。この規格では、信号はOFDM変調されており、56個のサブキャリアがある。したがって、これまでに説明したすべての式が各サブキャリアに適用され、サブキャリアインデックス ( $k = 1, 2, \dots, N_{subc} = 56$ ) が次の説明の各要素に割り当てられる。ここで、 $N_{subc}$ はサブキャリアの数である。

#### A. 明示的なチャネル推定

チャネル推定を行うために、送信側と受信側の両方に共通のユニタリ行列であるプリアンブル行列 $P(k)$  ( $PN \times PN$ ) が送信ストリームとして送信される。HT-LTFは、IEEE802.11nフレームフォーマットでこの役割を果たします。単位行列が重み行列として設定され、サイクリックシフトダイバーシティ (CSD) 対角行列 $C^{1st}(k)$  ( $\sum N \times \sum N$ ) が送信ストリームに適用されるため、AP送信信号 $X^{1st}(k)$ は次の式となる。

$$X^{1st}(k) = \begin{bmatrix} X_1^{1stT}(k) & X_2^{1stT}(k) & \dots & X_{N_{AP}}^{1stT}(k) \end{bmatrix}^T \quad (13)$$

$$= C^{1st}(k) P(k). \quad (14)$$

このとき、AP  $Y_0(k)$  の受信信号は

$$Y_0^{1st}(k) = G^{1st}(k) X^{1st}(k) + N_0^{1st}(k) \quad (15)$$

$$= G^{1st}(k) C^{1st}(k) P(k) + N_0^{1st}(k), \quad (16)$$

推定チャネル $\hat{G}^{1st}(k)$ は

$$\hat{\mathbf{G}}^{1st}(k) = \mathbf{Y}_0^{1st}(k) \mathbf{P}^{-1}(k) \mathbf{C}^{1st^{-1}}(k) \quad (17)$$

$$= \mathbf{G}^{1st}(k) + \mathbf{N}_0^{1st}(k) \mathbf{P}^{-1}(k) \mathbf{C}^{1st^{-1}}(k) \quad (18)$$

$$= \mathbf{G}^{1st}(k) + \Delta \mathbf{G}^{1st}(k), \quad (19)$$

ここで、 $\Delta \hat{\mathbf{G}}^{1st}(k) = \mathbf{N}_0^{1st}(k) \mathbf{P}^{-1}(k) \mathbf{C}^{1st^{-1}}(k)$  は、 $\mathbf{G}^{1st}(k)$  のチャンネル推定誤差である。同様に、AP から  $j$  番目の STA  $\hat{\mathbf{H}}^{1st}(k)$  (k) までの推定チャンネル行列を取得することもできる。

## B. 自己ヌルビームフォーミングを適用した Co-MIMO

この章では、提案された方法を使用して、前の章で見つかった推定チャンネル  $\hat{\mathbf{G}}^{1st}(k)$  および  $\hat{\mathbf{H}}_j^{1st}(k)$  を使用して SI をキャンセルする信号を生成する方法について説明する。まず、前の章で説明した方法を使用して、推定チャンネルから  $\mathbf{V}_{nl}(k)$  を計算し、それを  $\mathbf{W}_{nl}^{2nd}(k) = \mathbf{V}_{nl}(k)$  として適用する。各 STA に送信される伝送ストリームは、 $\mathbf{s}^{2nd}(k) = [s_1^{2ndT}(k) \quad s_2^{2ndT}(k) \quad \dots \quad s_{N_{sta}}^{2ndT}(k)]^T$  で表す。このとき、送信信号  $\mathbf{X}^{2nd}(k)$  は次式で表される。

$$\mathbf{X}^{2nd}(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_1^{2ndT}(k) & \mathbf{X}_2^{2ndT}(k) & \dots & \mathbf{X}_{N_{AP}}^{2ndT}(k) \end{bmatrix}^T \quad (20)$$

$$= \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{n1}^T(k) \\ \mathbf{V}_{n2}^T(k) \\ \dots \\ \mathbf{V}_{n N_{STA}}^T(k) \end{bmatrix}^T \mathbf{C}^{2nd}(k) \mathbf{s}^{2nd}(k) \quad (21)$$

$$= \mathbf{V}_n(k) \mathbf{C}^{2nd}(k) \mathbf{s}^{2nd}(k), \quad (22)$$

ここで、 $\mathbf{C}^{2nd}(k)$  は CSD 対角行列とする。

また、チャンネル行列は時間とともに変動すると仮定する。チャンネルを推定するときのチャンネル行列と提案された方法を適用するときのチャンネル行列との差は、 $\Delta \mathbf{G}^{1 \rightarrow 2}(k)$  として表される。このとき、提案手法を適用した場合のチャンネル行列  $\mathbf{G}^{2nd}(k)$  は次式で表される。

$$\mathbf{G}^{2nd}(k) = \mathbf{G}^{1st}(k) + \Delta \mathbf{G}^{1 \rightarrow 2}(k). \quad (23)$$

このとき、AP  $\mathbf{Y}_0^{2nd}(k)$  の受信信号は次式で表される。

$$\mathbf{Y}_0^{2nd}(k) = \mathbf{G}^{2nd}(k) \mathbf{X}^{2nd}(k) + \mathbf{N}_0^{2nd}(k) \quad (24)$$

$$= \left( \hat{\mathbf{G}}^{1st}(k) - \Delta \mathbf{G}^{1st}(k) + \Delta \mathbf{G}^{1 \rightarrow 2}(k) \right) \quad (25)$$

$$\begin{aligned} & \cdot \mathbf{V}_n(k) \mathbf{C}^{2nd}(k) \mathbf{s}_1(k) + \mathbf{N}_0^{2nd}(k) \\ & = (\Delta \mathbf{G}^{1 \rightarrow 2}(k) - \Delta \mathbf{G}^{1st}(k)) \\ & \cdot \mathbf{V}_n(k) \mathbf{C}^{2nd}(k) \mathbf{s}^{2nd}(k) + \mathbf{N}_0^{2nd}(k). \end{aligned} \quad (26)$$

式 (26) の第 1 項は、キャンセルできなかった SI 信号を表しており、チャンネル推定誤差  $\Delta \mathbf{G}^{1st}(k)$  とチャンネルの時間変化  $\Delta \mathbf{G}^{1 \rightarrow 2}(k)$  に依存していることがわかる。ここで、 $\mathbf{V}_n(k)$  は正規直交基底からなる行列であり、 $\mathbf{C}^{2nd}(k)$  はすべての対角成分の絶対値が 1 である対角行列であるため、ノルムは不変である。したがって、提案された方法を使用した場合のサブキャリア  $k$  での干渉対雑音比 (INR) は次のようになる。

$$\text{INR}(k) = \frac{\|(\Delta \mathbf{G}^{1 \rightarrow 2}(k) - \Delta \mathbf{G}^{1 \text{st}}(k)) \mathbf{s}^{2 \text{nd}}(k)\|^2}{\|\mathbf{N}_0^{2 \text{nd}}(k)\|^2}, \quad (27)$$

すべてのサブキャリアの平均 INR は

$$\text{INR} = \frac{1}{N_{\text{subc}}} \sum_{k=1}^{N_{\text{subc}}} \text{INR}(k). \quad (28)$$

また、この用語には送信ストリーム  $\mathbf{s}^{2 \text{nd}}(k)$  が含まれており、デジタルキャンセルを使用してさらにキャンセルできる。

#### 4. 実装と実験

この章では、これまでに提案した方法を実現する FD 無線通信システムの実際の実装例を紹介する。次に、提案手法が実機を用いた実験により実現可能であることを実証し、SI キャンセル量を評価・検討する。

##### A. 実装されたシステムの概要

提案された方法は、Field Programmable Gate Array (FPGA) ZC706 ボード、ソフトウェア無線 (SDR) ADRV9371-W / PCBZ、および PC に実装されている。イメージ図を図 2 に、写真を図 3 に示す。使用した機器の詳細を表 I に示す。実装の詳細を以下に説明する。

まず、提案手法を適用した AP を実装するために、FPGA ボードと SDR を組み合わせて実装した。この AP には、AP ごとに 2 本の送信アンテナと 2 本の受信アンテナを持つ。サーキュレータを使用することでアンテナの数を減らし、実際のアンテナの数は AP ごとに 2 本となる。このように構成された 2 台の AP を準備し、図 2 に示すように接続してインストールする。各 AP はクロックを同期する必要があるが、この論文では簡単にするために、信号発生器 (SG) によって生成された共通クロックを各 AP に入力することによってクロックを完全に同期させる。AP 1 はリーダー AP、AP 2 はフォロワー AP、リーダー AP はフォロワー AP に送信/受信のタイミングを通知し、これらの AP が同時に送信/受信できるようにする。本稿では、FPGA の汎用入出力 (GPIO) を用いた有線による送受信タイミングの通知を行い、実装を容易にする。さらに、バックボーンネットワークとして、各 AP はイーサネットケーブルを介して同じ PC に接続する。この PC の目的は、実装と実験を容易にするために AP の機能の一部を引き継ぐことである。具体的には、AP の受信信号を受信し、提案手法を適用した信号を生成し、AP に渡す。

表 1 使用した機器の詳細

Device Name	Model (Manufacturing Company)
FPGA Board	ZC706 and ZCU102 (Xilinx, Inc.)
SDR Board	ADRV9371-W/PCBZ and ADRV9009 (Analog Devices, Inc.)
Circulator	UIYBCC2528A3T6SF (UIY Inc.)
Antenna	Dipole antenna for 5GHz band
Signal Genelator (SG)	SMIQ06B (Rohde & Schwarz USA, Inc.)

##### B. 実際の機械実験とその結果

実験の手順を以下に示す。まず、自己チャネル  $\hat{\mathbf{G}}^{1 \text{st}}$  を推定するために、AP は章 3-A に示す方法を使用してチャネル推定信号を生成して送信する。このときのパラメータを表 2 に示す。次に、受信信号から計算された推定自己チャネルを使用して、章 3-B に示す方法を使用して適切な重み行列を計算する。次に AP は、計算された重み行列が適用された信号を生成して送信する。このときのパラメータを表 3 に示す。最後に、AP はこの信号を受信し、受信信号と受信電力からの SI キャンセルの量を評価する。この実験では、SI キャンセルは 2 台の AP のうちの AP 1 にのみ適用する。

実験の結果、AP の送受信信号を図 4 に、受信電力の 20 点移動平均を図 5 に示す。図 4 から、提案手法に

よる SI キャンセルを適用した受信アンテナの受信信号 $y_{0,1,1}$ と $y_{0,1,2}$ を見ると、SI がキャンセルされ、振幅が非常に小さいことがわかる。また、図 5 から、SI キャンセル量が 30 [dB]であることが確認できる。受信信号 $y_{0,2,1}$ および $y_{0,2,2}$ では、SI キャンセルは適用されず、一定の振幅が維持される。したがって、SI キャンセルが適用されていない受信アンテナには影響しない。この実験では、30 [dB]の SI キャンセルが達成されているが、この値は AP の送信電力に依存する。これは、チャンネル推定エラーが AP の送信電力に依存するためである。この実験では、AP の送信電力は-12 [dBm]と小さいが、実際の無線通信では、より大きな送信電力で送信することが可能である。例えば、20 [dBm]で送信する場合、最大 62 [dB]の SI キャンセルを達成することが期待できる。図 5 を見ると、SI キャンセル後の受信電力はノイズフロアより 20 [dB]高く、これはキャンセルできなかった SI である。これは、デジタルキャンセルによってさらにキャンセルできる。つまり、INR = 20 [dB]である。最後に、この結果を検証する。提案された方法は、章 1 で説明したように、デジタルキャンセルが 50 [dB] SI キャンセルを実行することを前提としている。つまり、自己ヌルビームフォーミングを適用した Co-MIMO のみを使用して INR が 50 [dB]未満の場合、デジタルキャンセルは、最終的には十分な SI キャンセルを提供する。この実験では INR = 20 [dB]が達成されたため、これが達成されたと考えられる。

表 2 シミュレーション条件(1)

Parameter	Value
Frame Format	IEEE 802.11n
MCS	25 (4stream, QPSK)
# of Transmit Antenna	4 (2 + 2)
Total Transmit Power	-12 [dBm]
Center Frequency	5640 [MHz]
Channel Bandwidth	20 [MHz]
Weight Matrix $W_l^{2nd}$	Identity Matrix $I$

表 3 シミュレーション条件(2)

Parameter	Value
Frame Format	IEEE 802.11n based original
MCS	9 (2stream, QPSK)
# of Transmit Antennas	4 (2 + 2)
# of Receiving Antennas Subject to SI cancellation	2
Total Transmit Power	-12 [dBm]
Center Frequency	5640 [MHz]
Channel Bandwidth	20 [MHz]
Weight Matrix $W_l^{2nd}$	$V_{nl}$

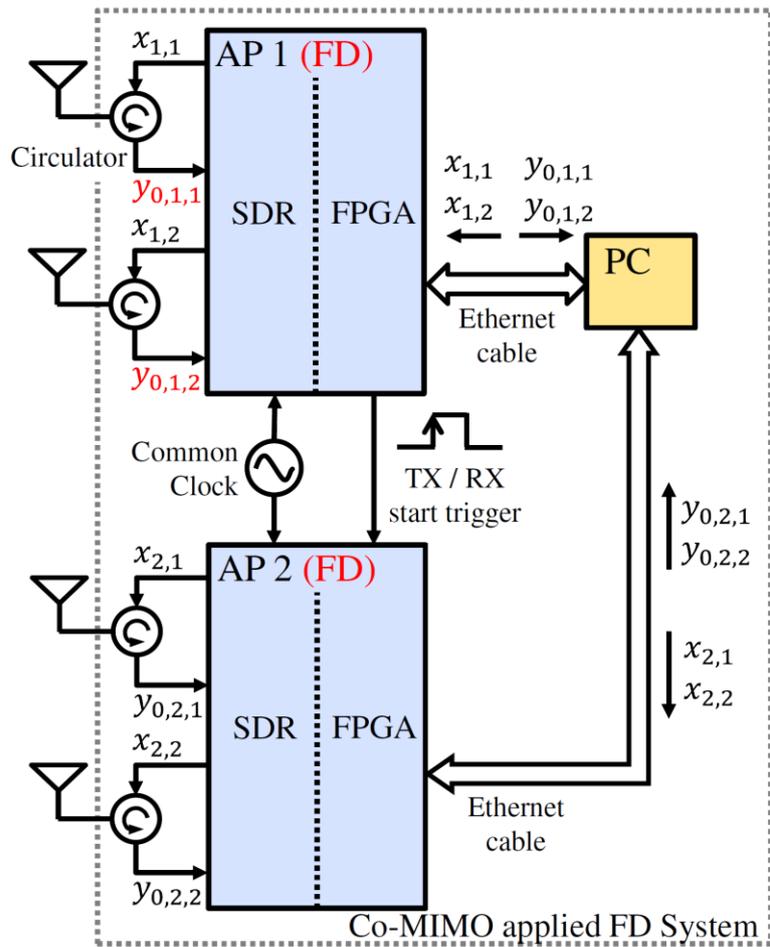


図 2 実際の機械実験の概略図

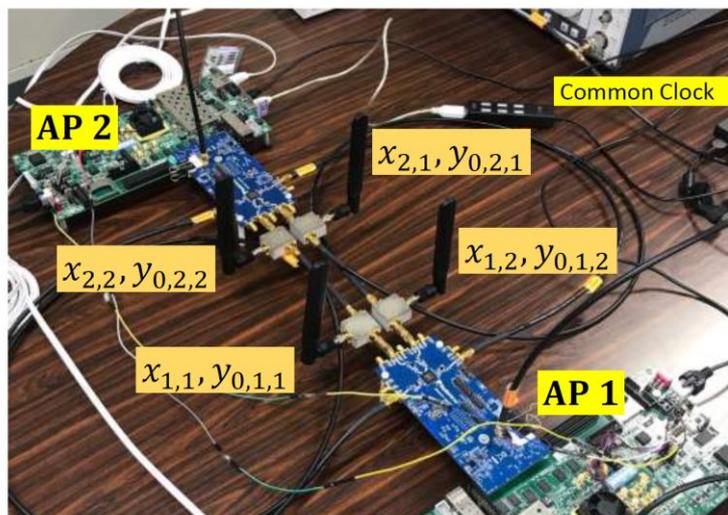


図 3 実装されたシステムと実験環境

## 5. 結論

本論文では、FD 無線通信における SI キャンセル法の新しい提案として、自己ヌルビームフォーミングを適用した Co-MIMO を提案した。この方法の利点は、RF キャンセルを使用せずに十分な SI キャンセルを実現できることである。これにより、MIMO 通信が可能になり、Co-MIMO をサポートするため、より高いスループットの通信が実現する。この提案手法は FPGA ボードと SDR を使用して実装され、実際の機械実験により 30 [dB] の SI キャンセルが実現された。SI キャンセルの量は送信電力に依存し、より高い送信電力で送信することにより、より高い SI キャンセルを実現できる。今後の課題として、このマウントシステムにデジタルキキャンセラーを追加することで、より高い SI キャンセル量を実現していく。上記成果を用いて次世代の無線 LAN 規格である IEEE802.11be への技術提案を予定している。現在は新型コロナウイルスの影響で無線 LAN 規格の進捗が遅く進んでいて、本研究に注目していたネットワーク協調最先端技術の採用は 802.11be 規格 Release 2(2022 以降)からの議題となった。

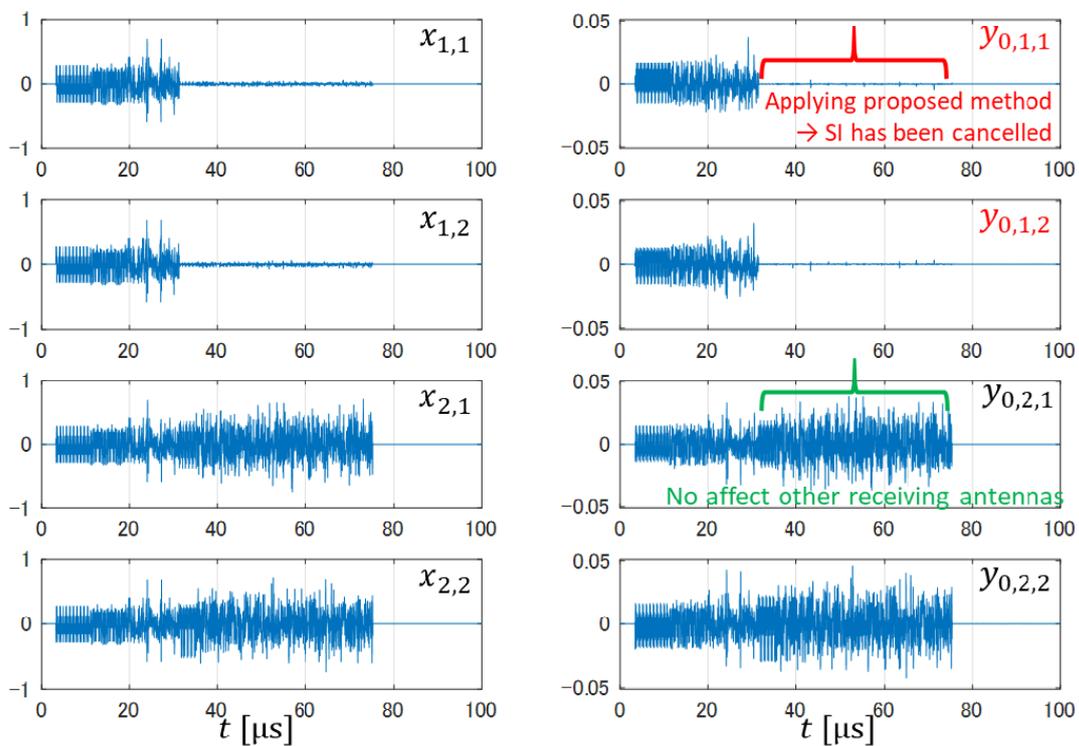


図 4 実験結果：送信/受信信号波形

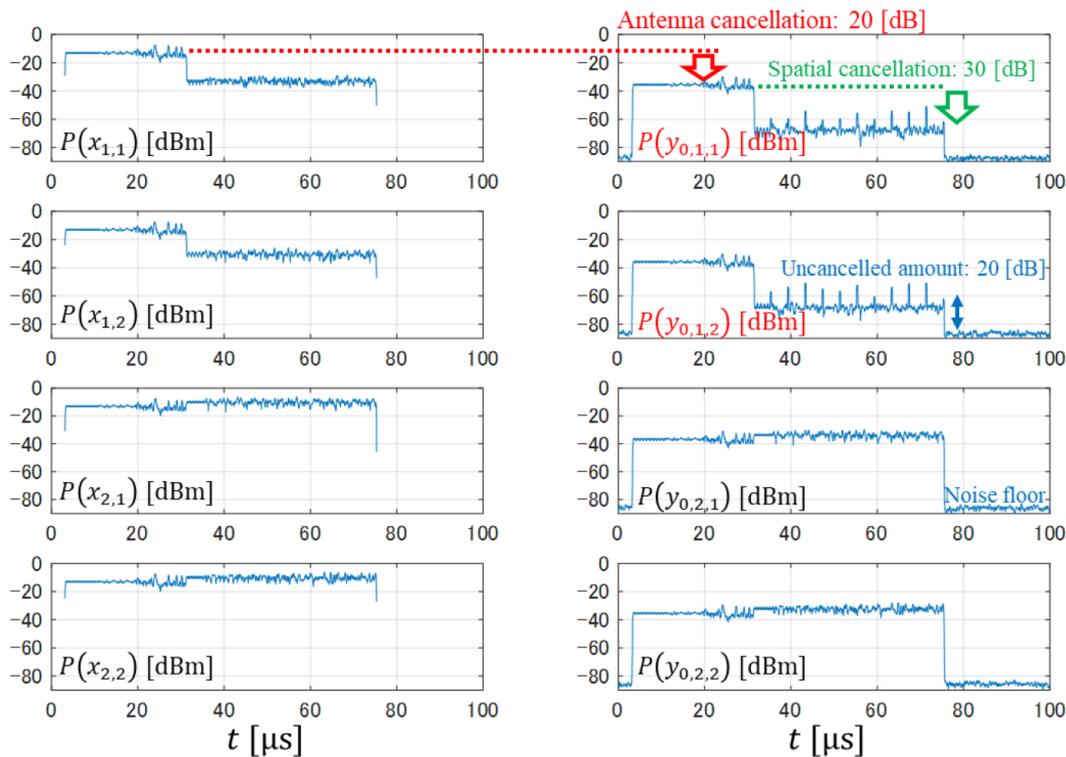


図5 実験結果：信号電力の送受信

#### 【参考文献】

- [1] J.I. Choi, M. Jain, K. Srinivasan, P. Levis, and S. Katti, Stanford University, "Achieving single channel, full duplex wireless communication," Proceedings of the 16th ACM Annual International Conference on Mobile Computing and Networking (ACM MobiCom'10), pp.1-14, Sept. 2010.
- [2] M. Jain, J.I. Choi, T.M. Kim, D. Bharadia, S. Seth, K. Srinivasan, P. Levis, S. Katti, and P. Sinha, "Practical, real-time, full duplex wireless," Proceedings of the 17th ACM Annual International Conference on Mobile Computing and Networking (ACM MobiCom'11), pp.301–312, Sept. 2011.
- [3] T. Riihonen, S. Werner and R. Wichman, "Mitigation of Loopback Self-Interference in Full-Duplex MIMO Relays," in IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 59, no. 12, pp. 5983-5993, Dec. 2011.
- [4] Y. Hua, P. Liang, Y. Ma, A. C. Cirik and Q. Gao, "A Method for Broadband Full-Duplex MIMO Radio," in IEEE Signal Processing Letters, vol. 19, no. 12, pp. 793-796, Dec. 2012.
- [5] M. Chung, M. S. Sim, D. K. Kim and C. Chae, "Compact Full Duplex MIMO Radios in D2D Underlaid Cellular Networks: From System Design to Prototype Results," in IEEE Access, vol. 5, pp. 16601–16617, 2017.
- [6] G. C. Alexandropoulos, P. Ferrand, J. Gorce and C. B. Papadias, "Advanced coordinated beamforming for the downlink of future LTE cellular networks," in IEEE Communications Magazine, vol. 54, no. 7, pp. 54-60, July 2016.

〈発 表 資 料〉

題 名	掲載誌・学会名等	発表年月
ヌルビームフォーミングを用いた全二重無線通信システムに関する一検討とその実装	電子情報通信学会ソサイエティ大会	2020年9月
Null Beamforming to Self in Cooperative MIMO for Full-Duplex System	IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS 2021)	2021年05月
Cooperative MIMO Applied Null Beamforming to Self in Full-Duplex Wireless Communication System and Its Implementation	23rd International Conference on Advanced Communications Technology (ICACT 2021)	2021年07月