

# エンドファイア配置リニアアレーアンテナと 180 度ハイブリッドを用いた Full-Duplex システムにおける自己干渉抑圧法

山本 芳之<sup>†</sup> 新関 莉理<sup>††</sup> 本間 尚樹<sup>†††</sup> 袁 巧微<sup>††</sup> 陳 強<sup>†</sup>

<sup>†</sup>東北大学 大学院工学研究科 〒980-8579 宮城県仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05

<sup>††</sup>仙台高等専門学校 〒989-3128 宮城県仙台市青葉区愛子中央 4-16-1

<sup>†††</sup>岩手大学 大学院工学研究科 〒020-8551 岩手県盛岡市上田 4-3-5

E-mail: yamamoto-y@ecei.tohoku.ac.jp

**あらまし** Full-Duplex システムを実現するために、自己干渉抑圧は必要不可欠である。本研究では、干渉抑圧法の一つとして、180 度ハイブリッドを使用した給電回路を受信アンテナに使用する手法を提案する。素子間隔が半波長のリニアアレーアンテナを送受信双方に用い、エンドファイア(EFA: End-Fire Array) 配置にすることで、180 度ハイブリッドのみを用いた給電回路で干渉チャネルのヌルスペースビームフォーミングが理論上は可能になる。数値解析によりヌルステアリング後の干渉電力の評価を行い、送受信アンテナ間距離が10波長の場合に 17dB の干渉抑圧が可能になることを示す。

**キーワード** MIMO, full duplex, 干渉抑圧

## Self-interference Suppression Using End-Fire Arranged Linear Arrays and 180-Degree Hybrids for Full-Duplex System

Yoshiyuki YAMAMOTO<sup>†</sup>, Riri NIZEKI<sup>††</sup>, Naoki HONMA<sup>†††</sup>, Qiaowei YUAN<sup>††</sup>, and Qiang CHEN<sup>†</sup>

<sup>†</sup> Graduate of Engineering, Tohoku University 6-6-05 Aramaki Aza Aoba, Aoba-ku, Sendai, Miyagi, 980-8579 Japan

<sup>††</sup> Sendai National College of Technology 4-16-1 Ayashi-chuo, Taihaaku-ku, Sendai, Miyagi, 989-3128 Japan

<sup>†††</sup> Graduate of Engineering, Iwate University 4-3-5 Ueda, Morioka, Iwate, 020-8551 Japan

E-mail: † yamamoto-y@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract** In order to realize the Full-Duplex system with MIMO technology, self-interference suppression is essential. In this report, we propose an interference suppression method using the feed-network comprising 180-degree hybrids at the receiving array side. When two linear arrays are in an end-fire arrangement (EFA) and the inter-element spacing of the arrays is a half-wavelength, the null-space beamforming can be realized theoretically by using the feed-network comprising 180-degree hybrids only. The numerical analysis reveals the interference power is suppressed by 17 dB when the distance between the transmitter and receiver is 10 wavelengths.

**Keywords** MIMO, full duplex, interference reduction

### 1. まえがき

現在、更なる通信速度向上にむけて様々な検討がされている[1]。しかし新たに広い周波数を確保するのは困難であり、限られた電波資源の中で周波数資源を有効に利用する方法が必要とされている。周波数を有効に利用する手法として MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 技術が近年広く用いられており送受信アンテナを複数用いることで、同時に同一周波数で複数信号の送受信を可能とする。このように MIMO は、ある無線局から他方の無線局に向かう片方向の信号を多重する技術である。一方で、無線局間で逆向きの信号伝送を同時に確立することで周波数利用効率を向上

させる技術、つまり Full-Duplex が検討されている[2]。現在の無線システムでは送信と受信を異なる時間で行う TDD (Time Division Duplex)方式や異なる周波数を利用する FDD (Frequency Division Duplex)方式が使われている[3][4]。Full-Duplex システムは送受信を同時に同一周波数で行うため、理論的には TDD 方式、FDD 方式の 2 倍の周波数効率が得られる。しかし Full-Duplex システムでは自己の送信機が送信した信号が自身の受信機へ回り込む自己干渉の問題がある[5]。近接して置かれる送信機の強力な自己干渉が受信機に到達するため、ダイナミックレンジの限界に伴う受信感度の劣化もしくは受信 RF フロントエンドの破

損を招く恐れがある

Full-Duplex システムの自己干渉を抑圧する手法としてバランキャンセレーションとアンテナキャンセレーションが挙げられる[6][7]. バランキャンセレーションは送信アンテナと受信アンテナにバランを接続し、バラン回路から逆位相の送信信号を作成し、受信信号と加算することで自己干渉を抑圧する. アンテナキャンセレーションは受信アンテナと送信アンテナ間の距離を  $d$  とした時、受信アンテナから  $d$  と半波長の距離に送信アンテナを追加で設置することにより、受信アンテナの位置にヌルを形成し、自己干渉を抑圧する. この2つの手法は SISO (Single-Input Single-Output) アンテナが前提の手法であり、送受信アンテナが多素子では、回路が複雑化する問題がある.

著者らは MIMO 伝送に適した方法として、特定のアレーアンテナ配置と固有ビームフォーミング法を組み合わせ合わせた自己干渉抑圧法を提案している[8]. この手法は送受信双方にリニアアレーアンテナを用い、二つのアレーを LOS (Line of Sight) 環境で互いにエンドファイア方向となるよう配置する. この場合、伝搬チャンネルの電力は第一固有パスのみに集中し、それ以外の固有パスの電力は縮小する. この第一固有パスのみを抑圧した固有ビームフォーミングを使用することで自己干渉を抑圧する. しかし、文献[8]の検討によればデジタル信号処理に基づく固有ビームフォーミングの精度が不足し、干渉抑圧性能が劣化することが分かっている. 受信側に強力な残留干渉が到達するため、ダイナミックレンジ限界に伴う減算処理の精度にも影響が生じるという問題があった.

そこで本研究では、エンドファイア配置された受信アレーアンテナ側で、アナログ回路を用いたビームフォーミング処理を行うことで干渉抑圧を行う方法を提案する. ほんほうしきでは、送信側ではデジタル処理に基づく固有ビームフォーミングを行う. 受信アレーアンテナの素子間隔を半波長とすることで固有モードの励振ウェイトに 180 度ハイブリッドを用いたアナログ回路で実現可能になる.

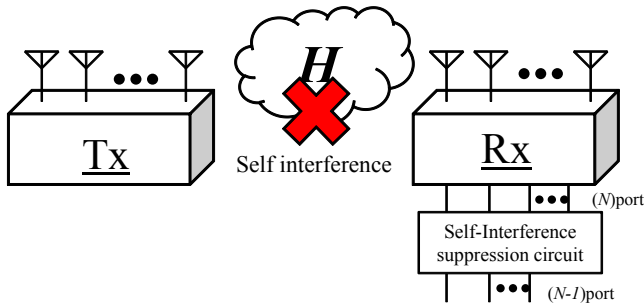


図 1. エンドファイアアレー配置  
MIMO Full-Duplex システムの概要図

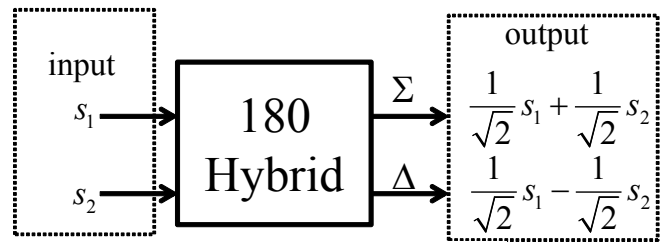


図 2. 180 度ハイブリッド

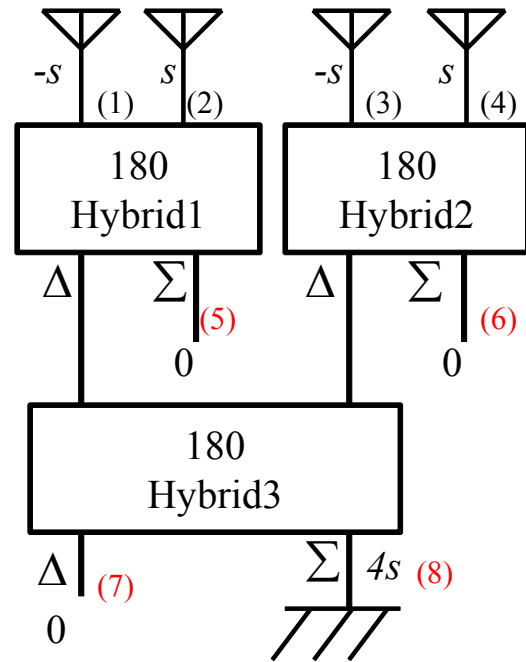


図 3. 干渉抑圧の構成図

## 2. 180 度ハイブリッドを用いた干渉抑圧法

図 1 にエンドファイアアレー配置の MIMO Full-duplex システムを示す. ここで送信機 Tx のアンテナ数を  $M$  本, 受信機 Rx のアンテナ数を  $N$  本とする. また  $H$  は送信アンテナと受信アンテナ間の自己干渉チャンネルとする. 本手法では受信アンテナに干渉抑圧回路を接続し自己干渉を抑圧する. 干渉抑圧回路では  $N$  本の受信ポートの内, 1 ポートに干渉を集中させ, 他の受信ポートの干渉を抑圧する. 従って, 干渉抑圧回路を用いて干渉が抑圧できる受信ポートは  $(N-1)$  ポートとなる.

図 2 に 180 度ハイブリッドを示す. 180 度ハイブリッドは 2 入力 2 出力の回路である. ここで入力ポートにそれぞれ  $s_1, s_2$  を入力する. 出力ポートの  $\Sigma$  ポートは, 入力ポートの信号の和を出力し,  $\Delta$  ポートでは入力信号の差を出力する. 図 3 に干渉抑圧回路の構成図を示す. 図 3 では受信アンテナ数が 4 本の場合を示す. ここで, 自己干渉信号を  $s$  とし, 自己干渉抑圧回路の #1 から #4 までを受信アンテナと接続する入力ポート, #5 から #8 までを出力ポートとする. また, #8 ポートは

50 Ωで終端する．受信アンテナが4本の場合，180度ハイブリッド回路は3つ使用する．送受信アンテナ配置がエンドファイアアレー配置であるため，1つの送信アンテナが及ぼす受信アンテナ素子毎の位相差は，素子間隔が半波長であれば180度である．干渉抑圧回路では180度の位相差を利用して干渉を抑圧する．受信アンテナが自己干渉信号 $s$ を位相差180度で受信した場合について説明する．1段目のハイブリッドのΣポートは隣接素子の自己干渉信号

$$S_{\Sigma 1} = \frac{1}{\sqrt{2}}s - \frac{1}{\sqrt{2}}s = 0 \quad (1)$$

となり干渉信号を抑圧できる．1段目のΔポートは

$$S_{\Delta 1} = \frac{1}{\sqrt{2}}s + \frac{1}{\sqrt{2}}s = \sqrt{2}s \quad (2)$$

となり，自己干渉が残留する．2段目のハイブリッドの入力ポートには同位相の干渉信号 $\sqrt{2}s$ が入力される．2段目のハイブリッドのΣポートは

$$S_{\Sigma 1} = \sqrt{2}s + \sqrt{2}s = 2s \quad (3)$$

となり，干渉信号が残留する．しかし，2段目のハイブリッドのΔポートは

$$S_{\Delta 2} = \frac{1}{\sqrt{2}}s - \frac{1}{\sqrt{2}}s = 0 \quad (4)$$

となり，自己干渉が抑圧できる．従って，ハイブリッドを3つ用いることで，2段目のΣポートにのみ干渉が残留し，それ以外のポートは干渉が抑圧することができる．また，受信アンテナの素子数が $2n$ 本であれば，ハイブリッド回路を多段にすることで1つのポートに干渉を残留させ，その他のポートの自己干渉を抑圧することができる．ここで，干渉が残留したポートを干渉残留ポート，干渉を抑圧したポートを干渉抑圧ポートと定義する．給電回路のSパラメータの伝送部の理論値は

$$S_{\text{ideal circuit}} = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}}e^{j\frac{\pi}{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}}e^{j\frac{\pi}{2}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}}e^{j\frac{\pi}{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}}e^{j\frac{\pi}{2}} \\ \frac{1}{2}e^{j3\pi} & \frac{1}{2}e^{j2\pi} & \frac{1}{2}e^{j2\pi} & \frac{1}{2}e^{j\pi} \\ \frac{1}{2}e^{j2\pi} & \frac{1}{2}e^{j\pi} & \frac{1}{2}e^{j2\pi} & \frac{1}{2}e^{j\pi} \end{pmatrix} \quad (5)$$

となる．ここで，一行目と二行目が一段目のハイブリ

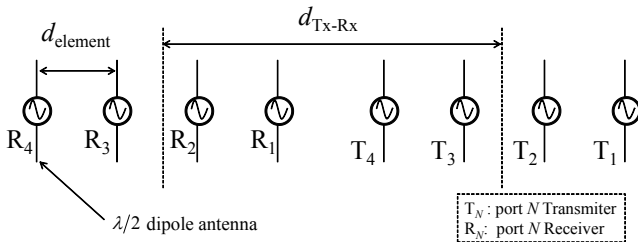


図4. 送受信アンテナの数値解析モデル

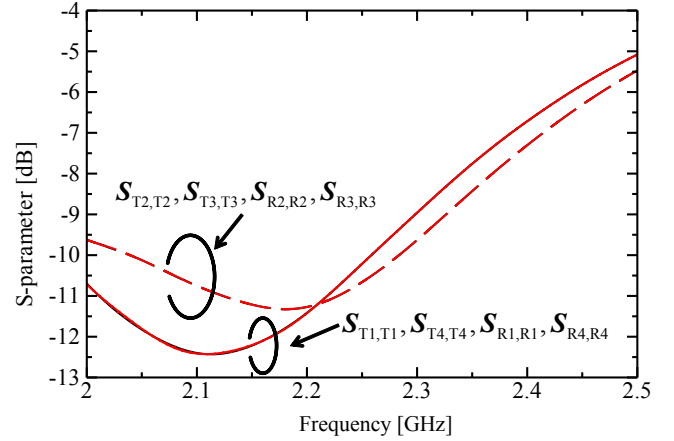


図5. 送受信アンテナの反射特性

ッドの出力ポートを表し，三行目と四行目が二段目のハイブリッドの出力ポートを表す．干渉残留ポートの四行目を終端することで，同一振幅の受信信号が得られた場合，自己干渉を全て抑圧することができる．しかし，実際には送受信アンテナ距離は素子毎に異なり，伝搬損による振幅差が生じる．また，受信アンテナの相互結合による振幅，位相の誤差が発生する．そこで本研究では，モーメント法を用いて伝搬損と相互結合の影響を考慮した場合の干渉抑圧効果を検証する．

### 3. 数値解析結果

図4に送受信アンテナの数値解析モデルを示す．使用するアンテナは，使用周波数を2.29GHzに合わせた半波長ダイポールアンテナの4素子リニアアレーとする．素子間隔 $d_{\text{element}}$ を半波長とし，送受信アンテナの距離 $d_{\text{Tx-Rx}}$ を10波長に固定したときの周波数特性，周波数を2.29GHzで固定し，距離 $d_{\text{Tx-Rx}}$ を2波長から10波長まで変化させたときの距離特性を解析する．干渉抑圧回路は厚さ1.6mm，比誘電率2.6のテフロン基板上に回路を作成し，モーメント法により解析した．

図5にアンテナの反射特性を示す．図5から $S_{T2,T2}$ と $S_{T3,T3}$ ， $S_{R2,R2}$ ， $S_{R3,R3}$ は2.2GHzで反射が最も小さくなり， $S_{T1,T1}$ と $S_{T4,T4}$ ， $S_{R1,R1}$ ， $S_{R4,R4}$ は2.1GHzで反射が最も小さくなった．この結果から隣接素子の影響により反射特性が変化したものと考えられる．

図6にモーメント法で解析した干渉抑圧回路の出力振幅特性を示す．理想的な干渉抑圧回路では1段目の出力は-3dB，2段目の出力は-6dBである．図6から設計した回路の振幅はほぼ一致していることが分かる．図7にモーメント法で解析した干渉抑圧回路の出力位相特性を示す．ここで赤と黒の線は1段目の同相出力を表し，青と緑の線は2段目の出力を表す．図7から2.29GHz付近で最も理想的な位相特性になり，2.29GHzから離れるほど，位相特性が悪化することが分かる．

このことから、モーメント法で解析した干渉抑圧回路は2.29GHzで最も理想的な動作をすることが分かった。

図8にアンテナのみの伝搬チャンネルの振幅特性を示す。ここで $h_{R_i, T_j}$ は送信アンテナ $T_j$ から受信アンテナ $R_i$ までの伝搬チャンネルを表す。図8から、どの伝搬チャンネルも周波数が高くなるほど振幅が小さくなる。これは送受信アンテナ距離が一定であり、周波数が高くなるほど伝搬損が大きくなるためである。また、それぞれの伝搬チャンネルの振幅に差があるため、受信電力もアンテナ毎に異なることが分かった。図9に干渉抑圧回路を含んだ伝搬チャンネルの振幅特性を示す。ここで緑の線が干渉残留ポート、それ以外の線が干渉抑圧ポートである。図9から干渉抑圧ポートの干渉が抑圧できていることが分かる。特に2.3GHz付近の干渉抑圧効果が高いことが分かる。これは図6、図7の干渉抑圧回路の性能が2.3GHz付近で最も理想的なためだと考えられる。また素子間隔も2.29GHzの半波長で固定しているため、2.3GHzよりも離れた周波数であるほど素子毎の受信電力の位相差が180度から離れてしまうことにより干渉電力の抑圧量が劣化するためと考えられる。

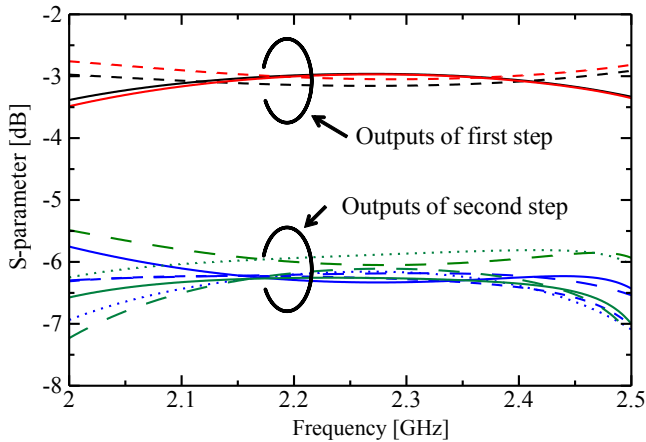


図6. 干渉抑圧回路の出力振幅特性

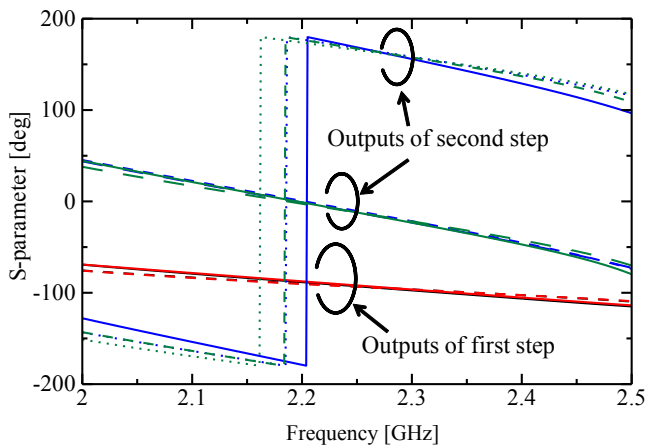


図7. 干渉抑圧回路の出力位相特性

図10に周波数に対する固有値の分布を示す。送受信アンテナの伝搬チャンネルを $H_{\text{antenna}}$ と定義する。

アンテナ伝搬チャンネルを特異値分解すると

$$H_{\text{antenna}} = [U, \Sigma, V^H] \quad (7)$$

となる。ここで、 $U$ は受信ウェイト、 $\Sigma$ は特異値を表す行列、 $V$ は送信ウェイト、 $\{\}^H$ はエルミート転置を表す。受信ウェイト $U$ と特異値行列 $\Sigma$ は

$$U = [u_1, u_2, u_3, u_4] \quad (8)$$

$$\Sigma = \text{diag}(\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3, \sigma_4) \quad (9)$$

と表せる。 $u_i$ は第 $i$ 固有値に対応する受信ウェイトである。 $\text{diag}(\mathbf{a})$ はベクトル $\mathbf{a}$ を対角成分とする対角行列をそれぞれ表し、 $\sigma_i$ は特異値分解から得られた第 $i$ 特異値である。また、第二固有値以下の全電力の和と全固有値の和との電力比を干渉抑圧効果の理論値と定義する。

図11に第一固有値を除いた受信ウェイトを用いたときの指向性の概念図を示す。LOS環境で送受信アンテナをエンドファイア配置にすると、第一固有値に対応するウェイトはエンドファイア方向を向く指向性となる。それ以外の固有値に対応するウェイトは第一固有値に対応するウェイトとは直交しているため、エン

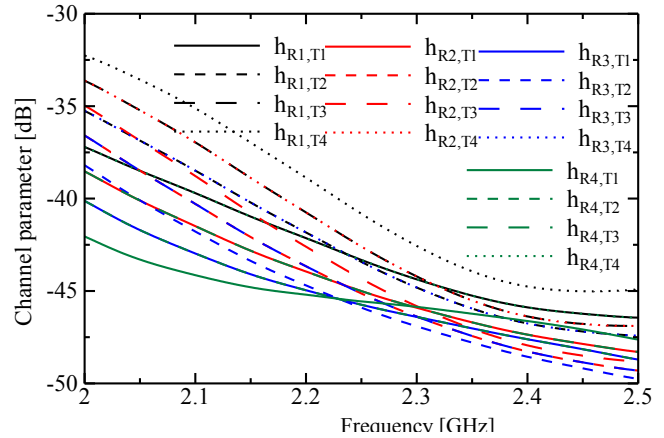


図8. アンテナのみの伝搬チャンネル

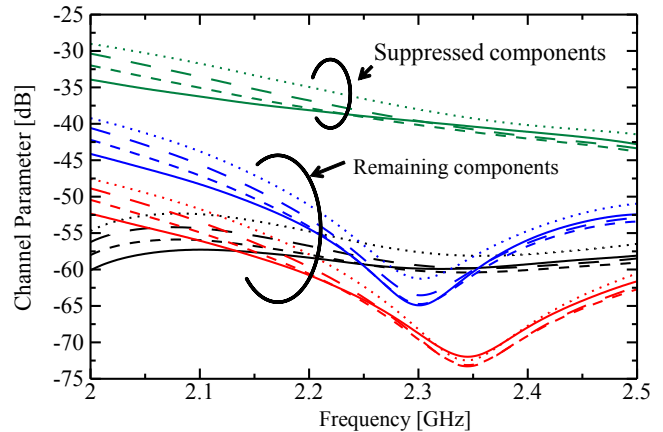


図9. 干渉抑圧回路を含んだ伝搬チャンネル

ドファイア方向と直交した指向性となる．従って第一固有値を除くウェイトを用いたときの指向性は図 11 のようなエンドファイア方向にヌルを形成する形になる．

図 12 に周波数に対する受信電力を示す．本研究では受信電力を  $\mathbf{H}$  パラメータと  $\mathbf{S}$  パラメータから推定を行った．モーメント法で解析した干渉抑圧回路の  $\mathbf{S}$  パラメータ  $\mathbf{S}_{\text{circuit}}$  は

$$\mathbf{S}_{\text{circuit}} = \begin{pmatrix} S_{5,1} & S_{5,2} & S_{5,3} & S_{5,4} \\ S_{6,1} & S_{6,2} & S_{6,3} & S_{6,4} \\ S_{7,1} & S_{7,2} & S_{7,3} & S_{7,4} \end{pmatrix} \quad (11)$$

と表せる．ここ  $S_{i,j}$  は  $j$  ポートから  $i$  ポートまでの  $\mathbf{S}$  パラメータを表し，数字は図 3 の構成図 (i) と同様である．干渉抑圧回路を用いない場合の受信電力  $P_{w/o\text{circuit}}$ ，干渉抑圧回路を用いた場合の受信電力  $P_{w/\text{circuit}}$ ，理想的な干渉抑圧回路を用いた場合の受信電力  $P_{w/\text{ideal circuit}}$  を

$$P_{w/o\text{circuit}} = 10 \log_{10} (\|\mathbf{S}_{\text{antenna}}\|_F^2) \quad (12)$$

$$P_{w/\text{circuit}} = 10 \log_{10} (\|\mathbf{S}_{\text{circuit}} \mathbf{H}_{\text{antenna}}\|_F^2) \quad (13)$$

$$P_{w/\text{ideal circuit}} = 10 \log_{10} (\|\mathbf{S}_{\text{ideal circuit}} \mathbf{H}_{\text{antenna}}\|_F^2) \quad (14)$$

と定義する．ここで  $E(\mathbf{A})$  は行列  $\mathbf{A}$  の平均値を表す．また，

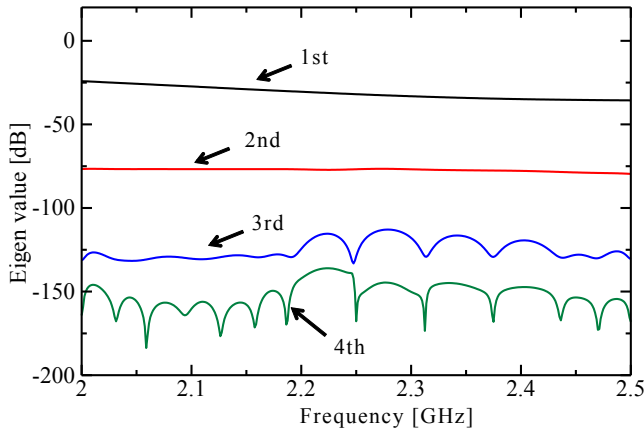


図 10. 伝搬チャネルの固有値分布

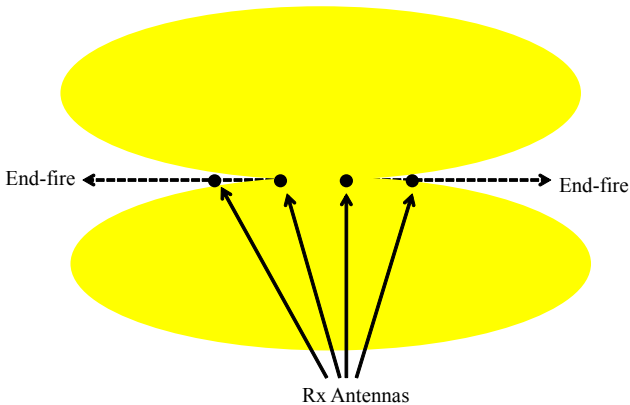


図 11. 第一固有値を除いた指向性概念図

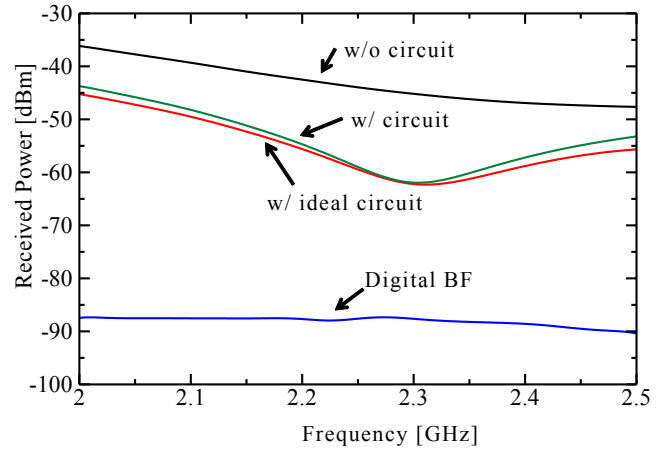


図 12. 受信電力の周波数特性

(7)式で求めた受信モード  $\mathbf{U}$  を用いたデジタルビームフォーミング (Digital BF) の受信電力  $P_{\text{Digital BF}}$  を

$$P_{\text{Digital BF}} = 10 \log_{10} (\|\mathbf{U}^H(2,3,4) \mathbf{H}_{\text{antenna}}\|_F^2) \quad (15)$$

と定義する．ここで  $\mathbf{U}(i)$  は第  $i$  固有値に対応した受信モードである．図 12 から，干渉抑圧回路を用いることで自己干渉を抑圧できていることが分かる．特に 2.3GHz の受信電力は最小の  $-62.3$  dBm となった．このことから干渉抑圧回路の位相特性が理想的に近いほど，受信電力は小さくなることが分かった．また，理想的な干渉抑圧回路と解析した干渉抑圧回路の受信電力の差は，2.5GHz で最大の 2.5dB でありほぼ一致している．このことから解析した干渉抑圧回路は理想的な干渉抑圧回路と近い性能を得られたことが分かった．しかし 2.29GHz から離れるほど受信電力の差が大きくなる．またデジタルビームフォーミングの結果を見ると，全ての周波数で  $-85$  dBm 以下の受信電力を達成している．これは各周波数に適した受信ウェイトを用いているため，全ての周波数で最適な干渉抑圧を行ったためである．

図 13 に送受信アンテナ間距離に対する受信電力を示す．図 13 では図 4 の周波数を 2.29GHz で固定し，送受信アンテナ間距離  $d_{\text{tx-rx}}$  を 2 波長から 10 波長まで変化させた．全体的に送受信アンテナ間距離が遠くなるほど受信電力が小さくなっている．これは伝搬損失が大きくなったためと考えられる．しかし，送受信アンテナ間距離が遠くなるほど干渉抑圧回路を用いた受信電力 (w/ circuit) と用いない受信電力 (w/o circuit) の差が大きくなり，距離が  $10\lambda_0$  のとき 17dB であった．これは受信アンテナ毎の干渉電力の振幅差は，送受信アンテナ間距離が遠くなるほど小さくなり干渉抑圧回路が効果的に働くためと考えられる．また，理想的な干渉抑圧回路と解析した干渉抑圧回路の受信電力の差は 3dB 以下とほぼ一致したため，本研究で解析した干渉

抑圧回路の性能はほぼ理想的であると考えられる。しかしデジタルビームフォーミングの受信電力と干渉抑圧回路を用いた受信電力の差は、距離が  $10\lambda_0$  のとき 25.5dB であった。このことから、干渉抑圧回路の干渉抑圧量はデジタルビームフォーミングと比べて低いことが分かった。

#### 4. まとめ

本研究では MIMO Full-Duplex システムの自己干渉抑圧法として 180 度ハイブリッドを使用した干渉抑圧回路を提案した。干渉抑圧回路を用いることで干渉電力を最大 17dB 抑圧できることが分かった。また、送受信アンテナ間距離を大きくするほど抑圧量が大きくなることが分かった。しかし、干渉抑圧回路とデジタルビームフォーミングの受信電力の差が最大 25.5dB であったため、干渉抑圧回路の抑圧能力は十分ではないと考えられる。今後はアンテナ間の相互結合の除去法の検討を行い、実際に給電回路を作成し、実機を用いて検討を行っていく。

#### 謝辞

本研究の一部は総務省 SCOPE(155002002)の委託を受けたものである。

#### 文 献

- [1] S. Hong, J. Brand, J. Choi, M. Jain, J. Mehlman, S. Katti, P. Levis, "Applications of self-interference cancellation in 5G and beyond," IEEE Communications Magazine, 52.2, pp114-121, 2014.
- [2] D. Senaratne, C. Tellambura, "Beamforming for Space Division Duplexing," Communications (ICC), pp.1-5, 2011.
- [3] L. Huang, M. Rong, L. Wang, Y. Xue, E. Schulz, "Resource scheduling for OFDMA/TDD based relay enhanced cellular networks." Wireless Communications and Networking Conference, WCNC 2007, 2007
- [4] M. E. Knox, "Single antenna full duplex communications using a common carrier," in IEEE 13th Annual Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON), pp. 1-6, 2012.
- [5] E. Ahmed, A. M. Eltawil, "Self-Interference Cancellation with Nonlinear Distortion Suppression for Full-Duplex Systems," MSignals, Systems and Computers, pp. 1199-1203, Nov.2013.
- [6] J. I. Choi, M. Jain, K. Srinivasan, P. Levis, S. Katti, "Achieving single channel, full duplex wireless communication," MobiCom '10 Proceedings of the sixteenth annual international conference on Mobile computing and networking, pp. 1-12, 2010.
- [7] M. Jain, J. I. Choi, T. Kim, D. Bharadia, S. Seth, K. Srinivasan, P. Levis, S. Katti, P. Sinha, "Practical, Real-time, Full Duplex Wireless," MobiCom '11 Proceedings of the 17th annual international conference on Mobile computing and networking, pp. 301-312, 2011.

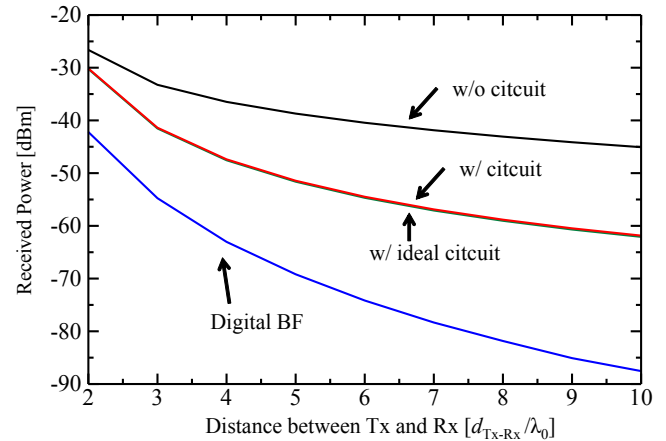


図 13. 干渉抑圧効果の距離特性

- [8] Y. Yamamoto, R. Takahashi, M. Tsuneyawa, N. Honma, K. Murata, "Experimental evaluation of interference reduction effect; Eigen-beamforming and digital subtraction by using MIMO-OFDM signals," IEICE Communications Express, vol.6, no.2, pp.71-76, 2017