

MIMO Full-Duplex システムにおける 180 度ハイブリッドを用いた 自己干渉抑圧法の実験的検討

山本 芳之[†] 新関 莉理^{††} 橋本 雄大^{††} 本間 尚樹^{†††} 袁 巧微^{††} 陳 強[†]

[†]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

^{††}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

^{†††}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は、自己干渉抑圧が必要不可欠である。著者らは RF 領域での自己干渉抑圧法として、送信リニアアレーのエンドファイア配置とアナログ給電回路を用いた方法を提案している。本稿では、著者らの提案するアナログ干渉抑圧法について、実験によってその効果を確認した結果を報告する。まず、複数の 180 度ハイブリッドからなるアナログ給電回路を誘電体基板上に構成した結果について述べる。次に、各 4 素子のリニアアレーを送受信に使い、送受信アンテナの中心間距離が 3.2m となるように配置し、受信側に試作給電回路を接続し電波暗室内で測定を行った。本実験によって提案法にて 15dB の干渉抑圧が可能になることを示す。

キーワード MIMO, Full-Duplex, 自己干渉, ハイブリッド

Experimental Evaluation of Self-Interference Suppression Method Using 180 Degree Hybrid Circuit in MIMO Full-Duplex System

Yoshiyuki YAMAMOTO[†], Riri NIZEKI^{††}, Yudai HASHIMOTO^{††}, Naoki HONMA^{†††},
Qiaowei YUAN^{††}, and Qiang CHEN[†]

[†] Graduate school of Engineering, Tohoku University 6-6-05 Aramaki Aza Aoba, Aoba-ku, Sendai, Miyagi, 980-8579 Japan

^{††} Sendai National College of Technology 4-16-1 Ayashi-chuo, Taihaaku-ku, Sendai, Miyagi, 989-3128 Japan

^{†††} Graduate school of Engineering, Iwate University 4-3-5 Ueda, Morioka, Iwate, 020-8551 Japan

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

Abstract

A self-interference suppression is essential for realizing the full-duplex system. We have proposed the self-interference suppression method at RF, where the end-fire-arranged Tx/Rx linear arrays combined with the multiple 180 degree-hybrids at Rx side are used. This report experimentally verifies the effect of the proposed analog-interference cancellation method. First, we present the feed network comprising the several 180 degree hybrids fabricated on a dielectric substrate. After that, we describe the experimental results of two sets of four-element-linear arrays in an anechoic chamber, where the center-to-center spacing of arrays was 3.2 m, and fabricated feed network was used at Rx side. The experimentation demonstrated the interference power is suppressed by 15 dB by the proposed method.

Keywords MIMO, full duplex, self-interference, hybrid

1. まえがき

現在、無線通信の高速化に伴い周波数帯域の需要が増大している。しかし新たに広い周波数を確保するのは困難であり、限られた周波数資源を有効に利用する方法が必要とされている[1]。新たな周波数を使わずに通信容量を向上させる手法として Full-Duplex システ

ムと MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 技術が挙げられる[2][3]。

Full-Duplex システムは同一周波数を利用して同時に送受信を行う複信方式である。既存の複信方式として TDD (Time Division Duplex)方式と FDD (Frequency Division Duplex)方式がある。TDD 方式は送信と受信を

時間毎に切り替えることで同一周波数を用いた送受信を可能にする。一方、FDD方式は送信と受信に異なる周波数を用いることで同時送受信を実現している。しかしTDD方式では時間資源を、FDD方式は周波数資源を多く使用している。Full-Duplexシステムでは同一周波数を用いて同時に送受信を行うため、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。MIMO技術は送受信アンテナを複数用いる技術である。複数アンテナの指向性毎に異なる信号を送信することで、同一周波数で複数の信号を同時送受信することができる。

MIMO技術とFull-Duplexシステムを組み合わせたものをMIMO Full-Duplexシステムと定義する。MIMO Full-Duplexシステムの問題点として、自己の送信信号が受信機に入力される自己干渉が挙げられる[4]。強力な干渉信号を受信することで、受信機端部のLNA (Low Noise Amplifier) が飽和し、所望信号の復調が困難になる。また、最悪の場合LNAが破損する。従って、受信機が自己干渉を受信する前にRF (Radio Frequency) 領域で自己干渉を抑圧する必要がある。

RF領域での自己干渉信号抑圧手法として、アンテナキャンセレーション、エンドファイアアレー配置における固有ビームフォーミング法が挙げられる[5][6]。アンテナキャンセレーションは送信アンテナを2本と受信アンテナを1本用いる干渉抑圧法である。使用周波数に対応する波長を λ とする。送信アンテナと受信アンテナの距離をそれぞれ $d, d + \lambda/2$ となるように設置する。ここで d は一方の送信アンテナと受信アンテナの距離とする。送信アンテナ同士の距離が半波長異なるため、送信アンテナの送信する干渉信号はもう一方の送信アンテナからの干渉信号により打ち消される。また、アンテナキャンセレーションをMIMO Full-Duplexシステムに拡張したモデルも検討されている[7]。このモデルはMIMO Full-Duplexシステムの送受信にそれぞれ2つの制御アンテナを利用することで自己干渉を抑圧している。制御アンテナは送受信アレーアンテナにヌル領域を形成するように配置される。また受信アンテナ側の制御アンテナは送信アンテナ側の制御アンテナに向けてフィードバックを送信する。受信アンテナ側の制御アンテナはフィードバックを元に、干渉信号に関する信号を送信する。しかし、自己干渉抑圧を用いない場合と比較して4本の制御アンテナが必要になる。つまりアンテナの自由度が送受信ともに2つ減少している。また、フィードバックに遅延が発生すると自己干渉が抑圧できないためリアルタイム性が高く求められる問題点がある。

そこで著者らは、固有ビームフォーミングによる干渉抑圧を前提として、干渉抑圧に必要なアンテナの自

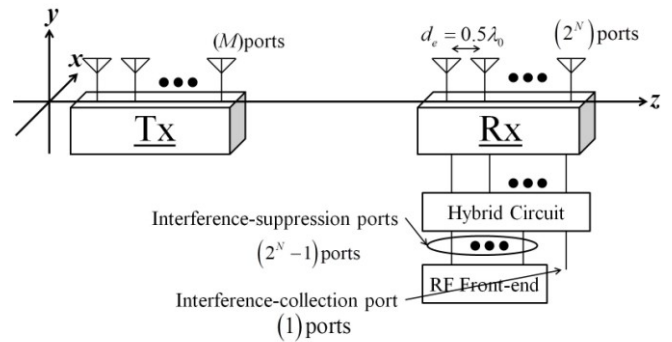


図1 MIMO Full-Duplexシステムの概要図。

由度を1に抑えることが可能なアンテナ配置法を提案している[6]。この手法では送受信アンテナを等間隔リニアアレーアンテナとして、両アレーをLOS (Line of Sight) 環境下で互いにエンドファイア方向に配置する。この場合、伝搬チャネルの第一固有パスに電力が集中し、それ以外の固有パスの電力は減少する。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することで自己干渉の抑圧を図る。しかし、固有ビームフォーミングでは事前にチャネル推定を行う必要があり、チャネル推定では第一固有パスを含めた自己干渉信号を送受信しなければならず、受信機端部の破損の原因になる。

そこでチャネル推定時の受信機端部の破損を防ぐため、180度ハイブリッドを利用したアナログ給電回路を受信アレーアンテナに接続する自己干渉抑圧法を提案している[8]。本手法では、各受信アンテナ間の自己干渉信号の位相差を利用するため、受信アレーアンテナの素子間隔を半波長に固定する。アンテナと回路を合わせた自己干渉抑圧性能を、モーメント法を用いて検証を行っているが、実験による検証は行っていない。

本稿では、180度ハイブリッドを用いた給電回路を誘電体基板上に構成し、実際にエンドファイア配置されたアレーアンテナを用いて実験を行った結果について述べる。本実験では電波暗室内に4素子送受信リニアアレーアンテナを設置し、受信側に給電回路を接続しRF領域の干渉電力の測定を行った。干渉伝達電力の周波数特性より本自己干渉抑圧回路が実用可能であることを示す。

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MIMO Full-duplexシステムの概要図を示す。エンドファイアアレー配置とは、送受信アンテナがリニアアレーアンテナの場合で、かつエンドファイア方向に配置するアンテナ配置と定義する。本手法では受信アンテナとRFフロントエンドの間に回路を接続し、RF領域での自己干渉の抑圧を図る。ここで送信機Txのアンテナ数を M 本、受信

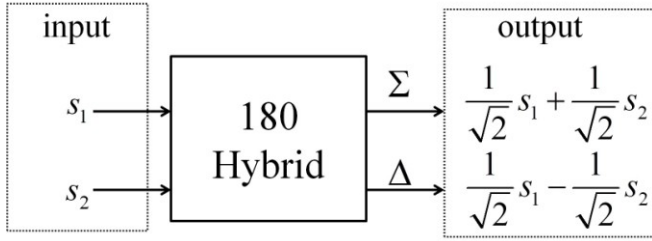


図2 180度ハイブリッド。

機 Rx のアンテナ数を 2^N (N は自然数) 本とする。ハイブリッドを階層的に接続するため、受信アンテナの本数は 2^N 本でなければならない。干渉抑圧回路では 2^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抑圧できる受信ポートは $(2^N - 1)$ ポートとなる。ここで干渉抑圧した受信ポートを干渉抑圧ポート、干渉が集中した受信ポートを干渉ポートと定義する。

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 Σ ポートは、入力ポートの信号の和を出力し、 Δ ポートでは入力信号の差を出力する。

図 3 に給電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、伝搬損については考慮しないものとする。また、アンテナ素子間隔を半波長とし、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 #7 までを受信機と接続する出力ポートとする。#8 ポートは干渉ポートであるため、受信機と接続せず 50Ω 抵抗で終端を行うものとする。受信アンテナが 4 本の場合、180 度ハイブリッド回路は 3 個使用する。送受信アンテナは素子間隔が半波長のリニアアレーアンテナであり、互いにエンドファイアアレー配置されるため、隣接する受信アンテナ素子間の自己干渉信号の位相差は 180 度である。ここで、送受信アレーアンテナは十分に遠方でありアンテナの相互結合の影響がなく、等利得であるものと仮定している。つまり、干渉信号は全受信アンテナに等振幅で到来するものと仮定する。回路では位相差を利用して干渉を抑圧する。1 段目のハイブリッドの Σ ポートは互いに逆相になる隣接素子の自己干渉信号を加算するため

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

となり干渉信号が抑圧される。1 段目の Δ ポートは

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

となり、自己干渉が残留する。図中、2 個のハイブリッド (Hybrid1, Hybrid2) の Δ ポートに現れる残留自己干

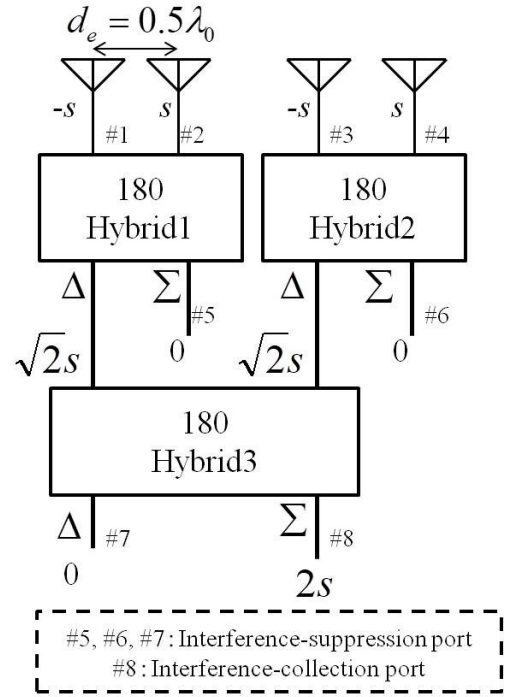


図3 給電回路の構成図。

渉の振幅と位相は等しい。

続いて、2 段目のハイブリッドの両方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

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

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

$$P_{\Delta 2} = \sqrt{2}s - \sqrt{2}s = 0 \quad (4)$$

となり、自己干渉が抑圧できる。従って、ハイブリッドを 3 個用いることで、2 段目の Σ ポートにのみ干渉が集中し、それ以外のポートは干渉を抑圧できる。また、受信アンテナの素子数が 2^n 本であれば、ハイブリッド回路を $(2^n - 1)$ 個使用することで 1 つのポートに干渉を集中させ、その他のポートの干渉を抑圧することができる。ここで回路の S パラメータの理論値は

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

となる。ここで、一行目と二行目が一段目のハイブリッド (Hybrid1, Hybrid2) 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 (Hybrid3) の出力ポートを表す。干渉ポートの四行目を 50Ω 抵抗で終端することで、理想的な振幅、位相の自己干渉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。

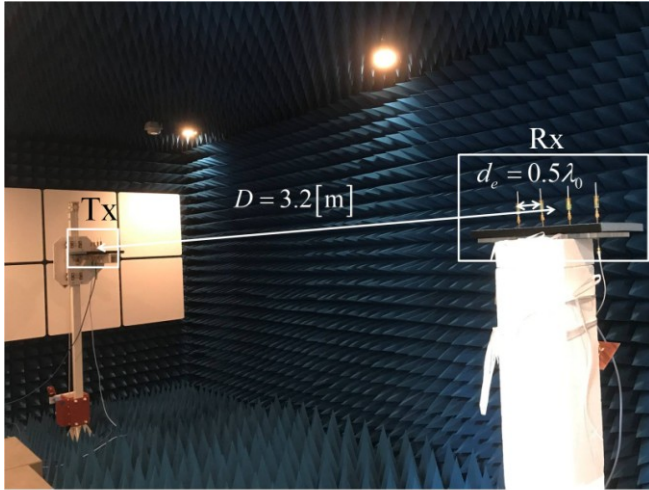


図4 実験環境.

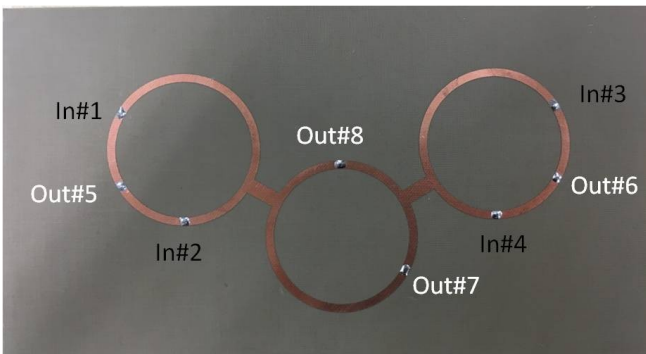


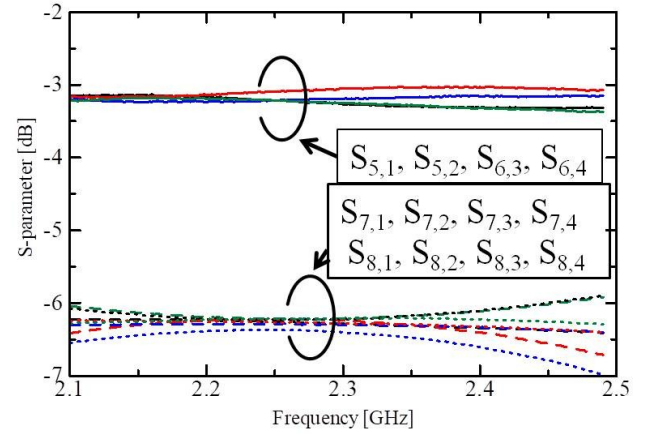
図5 試作給電回路.

3. 実験結果

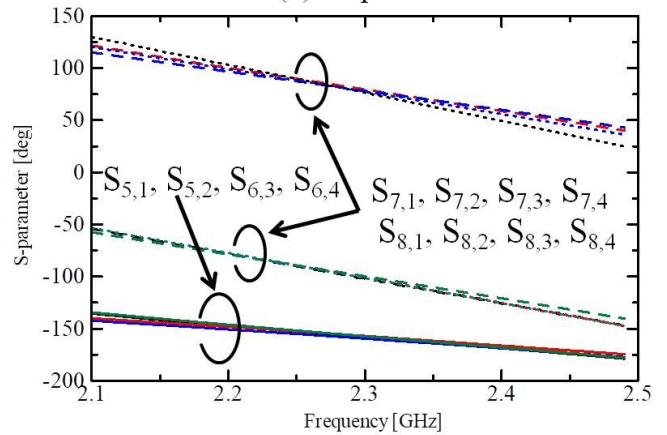
前述の自己干渉抑圧法では理想的なアンテナ特性と伝搬特性を仮定していた。しかし、実際には送受信アンテナ距離が素子毎に異なるため、伝搬損による振幅差や受信アンテナの相互結合による振幅、位相の誤差が生じる。本稿では誘電体基板上にハイブリッドを構成し、電波暗室内に送受信リニアアレーアンテナをエンドファイア配置し実験を行い、干渉抑圧法の性能評価を行う。

図4に実験環境を示す。本実験で使用するアンテナは2.29GHzで整合が取れるように設計したスリーブアンテナである。素子間隔 d_e は送受信アンテナともに $\lambda_0/2$ とし、送受信アンテナの中心間距離 D は3.2mとする。図5に誘電体基板上に構成した試作給電回路を示す。回路は厚さ1.6mm、比誘電率2.2のテフロン基板上に構成した。ここで#1~#4ポートは受信アンテナと接続する入力ポート、#4~#7ポートは干渉抑圧ポート、#8は干渉ポートである。

図6に回路の振幅特性、位相特性を示す。周波数が2.29GHzの点では、ポートごとの振幅差は0.3dB以下、位相差は2度以下である。このことから誘電体基板上に構成した給電回路は理論値と近い性能が得られたと考えられる。しかし、2.29GHzから離れた周波数では



(a) Amplitude



(b) Phase

図6 試作給電回路の周波数特性.

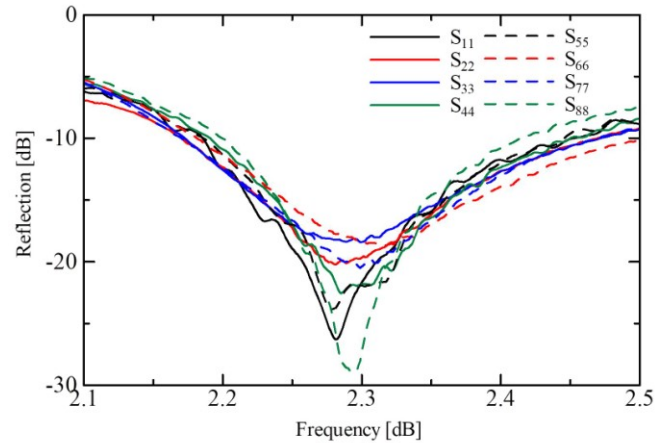


図7 スリーブアンテナの反射特性.

振幅差、位相差が大きくなるため、干渉抑圧効果が劣化すると考えられる。図7に本実験で使ったスリーブアンテナの反射特性を示す。どのアンテナも2.29GHzで反射が小さくなっており、2.29GHzでは全てのアンテナの反射特性が-17dB以下となっている。

図8に回路を用いたときの固有値分布を示す。ここでチャンネル S を特異値分解すると

$$S = U \Sigma V^H \quad (6)$$

と表せる。ここで U は受信ウェイト、 Σ は特異値を表す

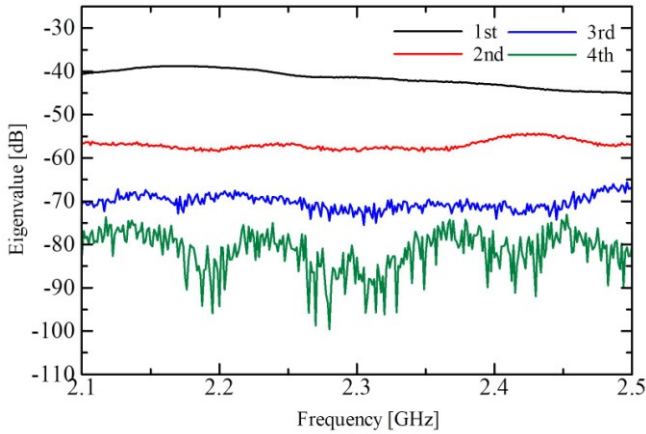


図8 固有値分布.

行列, \mathbf{V} は送信ウェイト, $\{\cdot\}^H$ はエルミート転置を表す. また, 受信ウェイト行列, 特異値行列, 送信ウェイト行列はそれぞれ

$$\mathbf{U} = [\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \mathbf{u}_3, \mathbf{u}_4] \quad (7)$$

$$\mathbf{\Sigma} = \text{diag}(\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3, \sigma_4) \quad (8)$$

$$\mathbf{V} = [\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \mathbf{v}_3, \mathbf{v}_4] \quad (9)$$

と表せる. ここで \mathbf{u}_i は第*i*固有値に対応する受信ウェイトベクトル, \mathbf{v}_i は第*i*固有値に対応する送信ウェイトベクトルである. σ_i は第*i*固有値に対応する特異値であり, 降順に第*i*特異値と定義する. 本手法では特異値の最も大きい第一固有値を除いて受信を行うため, 推定干渉抑圧効果は

$$P_e = 10 \log_{10} \left(\frac{\sum_{n=2}^4 \sigma_n^2}{\sum_{n=1}^4 \sigma_n^2} \right) \quad (10)$$

により求められる. 式(10)から, 第一固有値とそれ以外の固有値の差が大きいほど干渉抑圧効果は大きくなる.

図9に回路を用いたときの各ポートの伝達特性を示す. ここで P_i は回路の出力ポート#*i*の干渉チャンネルを表す. 図9から測定した全ての周波数で干渉が分離できていることが分かる. 特に干渉抑圧ポートでは -58dB よりも電力を小さくすることができている. また, 回路の二段目出力ポート P_7 は一段目干渉抑圧ポート P_5, P_6 に比べて干渉チャンネルが大きい. これは一段目で発生した位相誤差が二段目の位相誤差に加わり, 自己干渉が残留したためと考えられる.

図10に干渉抑圧効果を示す. ここで干渉抑圧効果 γ を

$$\gamma = 20 \log_{10} \left(\frac{\|\mathbf{H}_a\|_F}{\|\mathbf{H}_c\|_F} \right) \quad (11)$$

と定義する. ここで \mathbf{H}_a はアンテナのみの伝搬チャンネル, \mathbf{H}_c は受信アレーアンテナに回路を接続したときの伝搬チャンネル, $\{\cdot\}_F$ はフルベニウスノルムを表す. また, Experiment は本実験で得られた干渉抑圧効果, Simulation はアンテナ伝搬環境と回路についてモーメント法を用いて解析を行い, 推定した干渉抑圧効果で

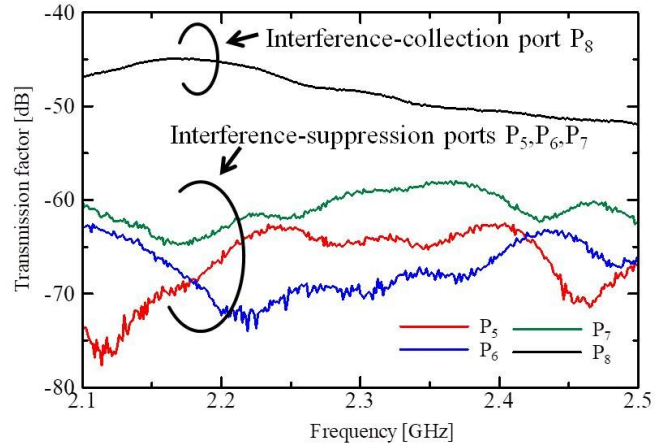


図9 伝達特性.

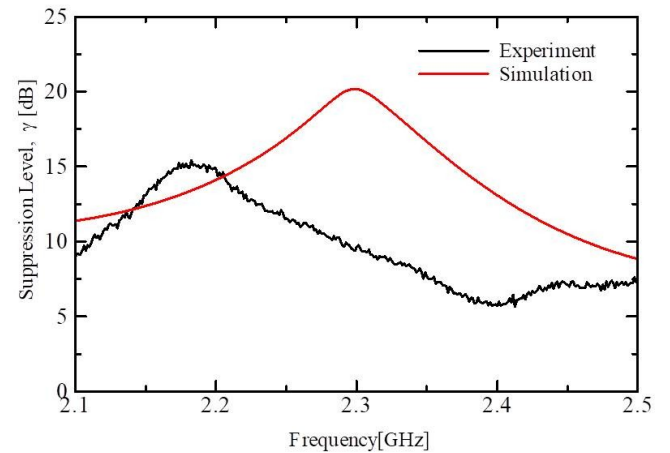


図10 干渉抑圧効果.

ある. 干渉抑圧効果の最大値は, 実験結果では 2.19GHz の 15dB , シミュレーション結果では 2.3GHz の 20dB である. 実験結果とシミュレーションを比較すると, 干渉抑圧効果が最も高くなる周波数は異なるが, 同じ傾向の結果が得られた. 干渉抑圧効果が最も高くなる周波数がずれた原因として, 送受信アンテナの配置がエンドファイア配置からずれることで, 受信アンテナ毎の干渉信号の位相差に誤差が発生したためと考えられる.

4. まとめ

本研究では 180 度ハイブリッドを用いた給電回路を誘電体基板上に構成し, 給電回路を用いた干渉抑圧法について実験的に検討を行った. 試作回路を用いることで伝達電力を最大で 15dB 抑圧できることが分かった. 今後はアンテナ伝搬環境の変化に対する干渉抑圧効果について検討を行う.

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 and S. Katti, "Applications of self-interference cancellation in 5G and beyond," IEEE Communications Magazine, 52.2, pp.114-121, Feb. 2014
- [2] D. Bharadia, E. McMillin and S. Katti, "Full-duplex radios," ACM SIGCOMM Computer Communication Review, pp. 375-386, Oct. 2013
- [3] E. G. Larsson, O. Edfors, F. Tufvesson and T. L. Marzetta, "Massive MIMO for next generation wireless systems," IEEE Communications Magazine, pp.186-195, Feb. 2014
- [4] E. Ahmed and A. M. Eltawil, "Self-Interference Cancellation with Nonlinear Distortion Suppression for Full-Duplex Systems," Signals, Systems and Computers, pp. 1199-1203, Nov. 2013.
- [5] M. Jain, J. I. Choi, T. Kim, D. Bharadia, S. Seth, K. Srinivasan, P. Levis, S. Katti and 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, Sep. 2011.
- [6] Y. Yamamoto, R. Takahashi, M. Tsunezawa, N. Honma and 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, Feb. 2017.
- [7] J. I. Choi, S. Hong, M. Jain, S. Katti, P. Levis and J. Mehlman, "Beyond full duplex wireless," 2012 Conference Record of the Forty Sixth Asilomar Conference on. IEEE, pp.40-44, Nov. 2012.
- [8] 山本芳之, 新関莉理, 本間尚樹, 袁巧微, 陳強, "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," 信学技法, AP2016-190, pp. 69-74, 2017 年 3 月