

180度ハイブリッドを用いた自己干渉抑圧回路の性能評価

山本 芳之, 陳 強 (東北大学大学院工学研究科),
新関 莉理, 袁 巧微 (仙台高等専門学校),
本間 尚樹 (岩手大学工学部)

概要: エンドファイア方向に配置された送受信リニアアレーアンテナを使用した場合において, 180度ハイブリッドを組み合わせた回路を用いた自己干渉抑圧効果を述べている. Full-Duplexシステムでは同一周波数を用いて同時送受信を実現することを目的としている. しかし, 自己干渉の課題がある. 本報告では, 干渉抑圧回路の干渉抑圧性能について述べる.
キーワード: Full-Duplexシステム, 自己干渉抑圧

1. まえがき

現在, IoT (Internet of Things) の導入により通信を行う端末数は増加すると見込まれている[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Full-Duplexシステムがある[2]. Full-Duplexシステムは, 既存の時間を分けて中継信号の送受信を行うTDD (Time Division Duplex)方式や周波数を分けて送受信を行うFDD (Frequency Division duplex)方式とは異なり, 同一周波数で同時送受信を行う中継システムである. Full-DuplexシステムはTDDやFDDと異なり, 送受信を同一周波数で同時に行うため, 周波数利用効率率は2倍である. しかし, Full-Duplexシステムは他端末の送信アンテナより自己の送信信号が近いため, 受信アンテナが自己の送信信号を受信する自己干渉の問題がある[3].

自己干渉を除去する手法として, エンドファイア配置と固有ビームフォーミング法がある[4]. この手法は, 送受信アンテナをエンドファイア配置にすることで, 送

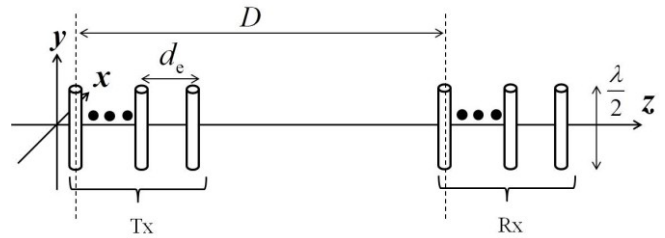


図2 アンテナ配置.

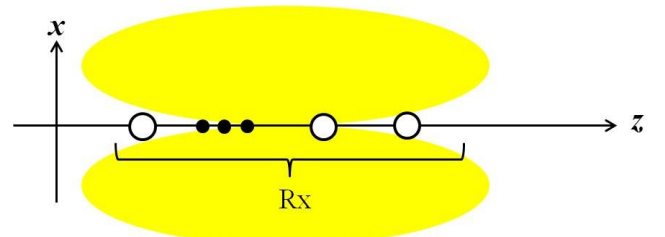


図3 指向性のイメージ図.

受信アンテナ間の空間相関を上昇させる. 空間相関を上昇させることで, 第一固有パスに電力が集中する. この第一固有パスを抑圧することで自己干渉を抑圧する. しかし, デジタル信号処理で行う固有ビームフォーミングの精度が不足しており, 干渉抑圧効果が劣化している.

そこで本報告では, 固有ビームフォーミング法をアナログ回路で実現し, アナログビームフォーミングによる干渉抑圧法の効果を検証する. 受信アレーアンテナを半波長に固定し, 受信アンテナ素子毎の位相差を利用し180度ハイブリッドを用いることで, 自己干渉の分離を試みる.

2.180度ハイブリッドを用いた干渉抑圧回路

図2にMIMO (Multiple-Input Multiple-Output) Full-Duplexシステムのアンテナ配置を示す. 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, アンテナ素子間隔を d_e , 送信機と受信機の距離をDとする. エンドファイア配置とは送受信機のアンテナを一方方向に設置する配置であり, 電波の反射がないLOS (Light of Sight)環境であれば, 通信経路はアンテナ配置の軸方向のみになる. 図3に干渉抑圧回路を使用した場合の指向性のイメージ図を示す. 干渉抑圧回路を使用することで受信アンテナの指向性を変化させる. 送信機方向にヌルを形成することで自己干渉を抑圧できる. 図3の指向性を実現するために, ア

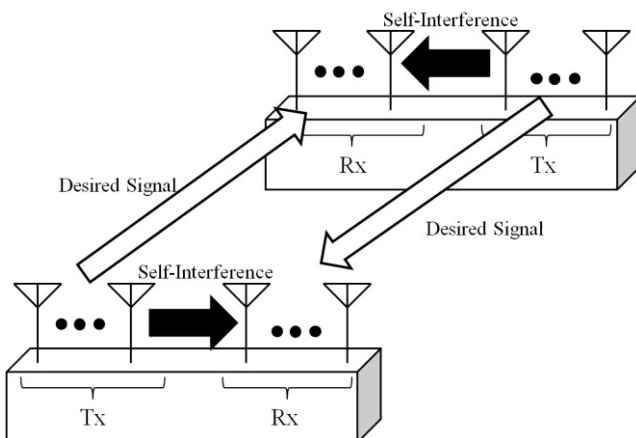


図1 基地局同士のFull-Duplexシステムの概要図.

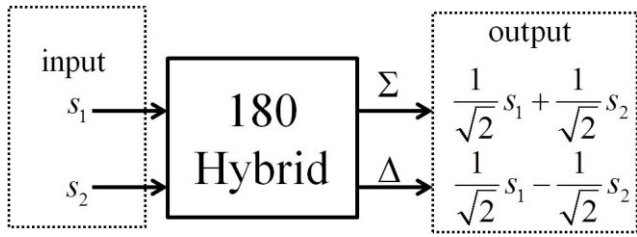


図4 180度ハイブリッド.

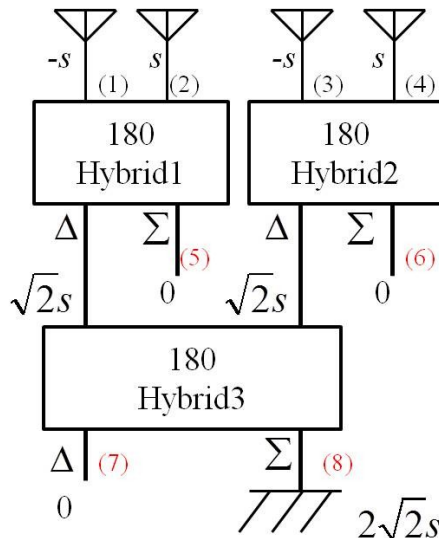


図5 干渉抑圧回路の構成図.

アンテナ素子ごとの伝搬距離の差を考える. 送信アンテナ1本が送信する干渉信号はアンテナの素子間隔ごとの位相差を生じながら受信アンテナで受信される. 提案する自己干渉抑圧回路はこの位相差を利用して, 自己干渉を1つのポートに集中させ, 他の受信ポートの干渉を抑圧する. 自己干渉抑圧回路のポート数を N ポートとすると, 干渉が抑圧される受信ポートは $(N - 1)$ となる.

図4に干渉抑圧回路に利用される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4に干渉抑圧回路の構成図を示す. 図4では受信アンテナ数が4本の場合を示す. 自己干渉信号を s とし, 受信アンテナの素子間隔は $d_e = 0.5\lambda$ とする. ここで λ は干渉抑圧を所望する中心周波数に対応する波長とする. 自己干渉抑圧回路の#1から#4までを受信アンテナに接続する入力ポート, #5から#8までを出力ポートとする. #5から#7を受信機に接続するポート, #8を終端させるポートとする. 受信アンテナが4本の場合, 180度ハイブリッドは3つ使用する. 素子間隔が 0.5λ であるため, 1つの送信アンテナが及ばず受信アンテナ素子毎の位相差は180度である. 干渉抑圧回路では, この位相差を利用して自己干渉を抑圧する. 1段目のハイブ

リッドの Σ_1 ポートは

$$S_{\Sigma_1} = \frac{1}{\sqrt{2}}s - \frac{1}{\sqrt{2}}s = 0. \quad (1)$$

となり干渉信号を抑圧できる. 1段目の Δ_1 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 Δ_2 と Σ_2 ポートは

$$S_{\Delta_2} = \sqrt{2}s - \sqrt{2}s = 0. \quad (3)$$

$$S_{\Sigma_2} = \sqrt{2}s + \sqrt{2}s = 2\sqrt{2}s. \quad (4)$$

となり, Δ_2 ポートの自己干渉は抑圧でき, Σ_2 ポートのみ自己干渉が残留する. 従って, ハイブリッドを3つ用いることで, 1ポートのみに干渉を集中させ, それ以外のポートは干渉を抑圧することができる. また, 受信アンテナ素子数が $2n$ 本であれば, ハイブリッドを $(2n - 1)$ 用いることで自己干渉の分離が可能になる. 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. 干渉抑圧回路のSパラメータの理論値は

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

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. 干渉残留ポートは四行目に対応しているため, 四行目を除いたSパラメータを用いることで, 干渉抑圧回路の干渉抑圧効果を検証できる. 本報告では, LOS環境下でのアンテナ伝搬特性, 干渉抑圧回路の特性についてモーメント法を用いて検証していく.

3.モーメント法を用いた数値解析

図6に解析モデルを示す. 使用するアンテナは, 中心周波数を2.29GHzに設計し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_e は半波長とし, 送受信アンテナ距離 D は10波長とする. 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設計したものとし, モーメント法を用いて解析を行った. アンテナ伝搬環境のHパラメータを H_a , 干渉抑圧回路のSパラメータを S_c とする. アンテナのみの推定伝達関数 T_a , 干渉抑圧回路を用いた場合の推定伝達関数 T_c を

$$T_a = 10 \log_{10}(\|H_a\|_F^2). \quad (6)$$

$$T_c = 10 \log_{10}(\|S_c H_a\|_F^2). \quad (7)$$

と表す. 干渉抑圧回路のSパラメータ S_c は, 式(5)の干渉残

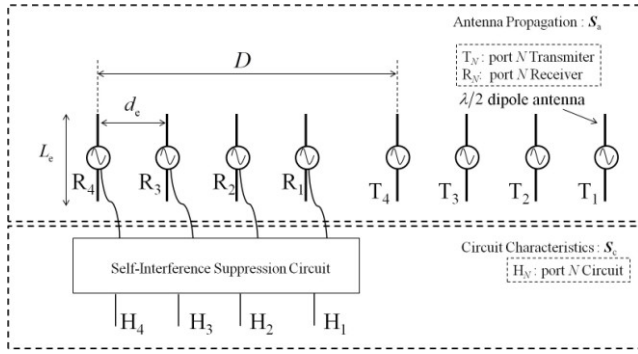


図6 解析モデル.

留ポートに対応する4行目を除いた

$$\mathbf{S}_c = \begin{pmatrix} S_{5,1} & S_{5,2} & S_{5,3} & S_{5,4} \\ S_{6,1} & S_{6,2} & S_{6,3} & S_{6,4} \\ S_{7,1} & S_{7,2} & S_{7,3} & S_{7,4} \end{pmatrix}. \quad (8)$$

と表す.

図7にダイポールアンテナのみのパラメータ \mathbf{H}_a の周波数特性を示す. ここで受信アンテナ R_i に対する H パラメータの平均値 h_i は

$$h_i = \frac{\sum_{n=1}^4 S_{R_i, T_n}}{4}. \quad (9)$$

と定義する. ここで R_i は図6の i 番目の受信アンテナ, T_i は i 番目の送信アンテナである. 図7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, 受信アンテナ毎で振幅に差があるため, 伝搬距離の差が干渉抑圧効果に影響を与えたと考えられる.

図8に自己干渉抑圧回路を用いたパラメータ $\mathbf{S}_c \mathbf{H}_a$ の周波数特性を, 図9にダイポールアンテナのみのパラメータ \mathbf{H}_a から算出した隣接素子の位相差特性を示す. 図8から自己干

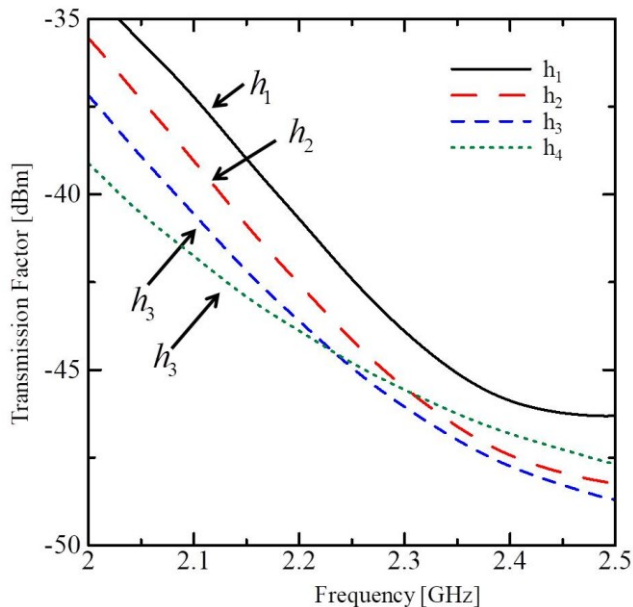


図7 ダイポールアンテナ \mathbf{H}_a の周波数特性.

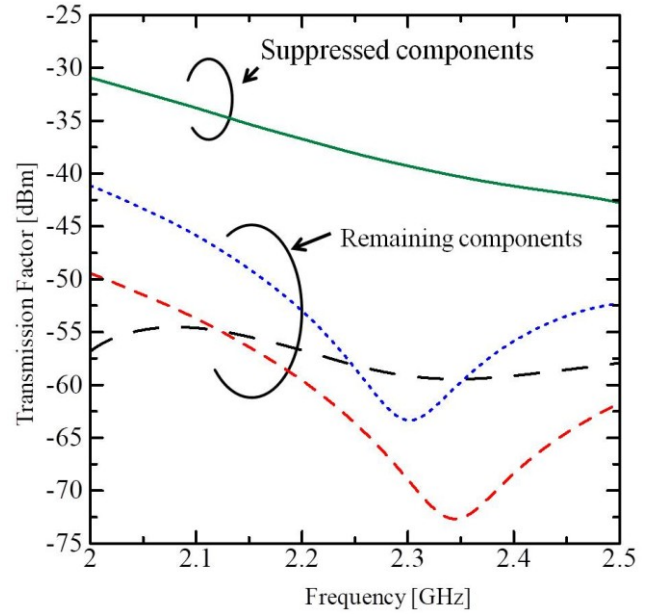


図8 自己干渉抑圧回路使用時 $\mathbf{S}_c \mathbf{H}_a$ の周波数特性.

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大きい. これは図9の隣接素子の位相差の平均値が180度に近いためだと考えられる. また, 隣接素子の位相差はアンテナ毎に異なることが分かった. 送信アンテナから遠い隣接アンテナほど位相差が小さくなることが分かった. これは干渉信号の到来方向の前に他の受信アンテナにより位相が回転したためだと考えられる.

図10にアンテナ素子長を変えた場合の干渉抑圧効果を示す. ここで2.29GHzでのアンテナの素子長を L_0 とする. 図6のアンテナ素子長 L_e を $0.7L_0$ から $1.2L_0$ まで $0.1L_0$ 変化させて干渉抑圧効果を測定する. ここで干渉抑圧効果は

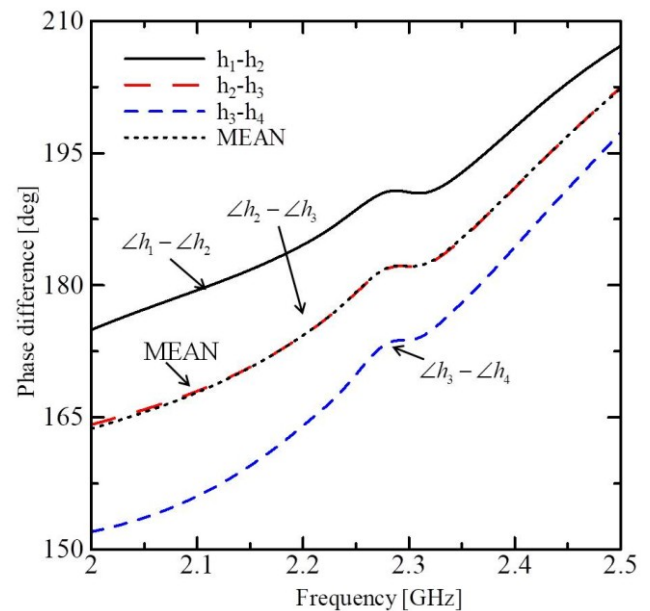


図9 受信ダイポールアンテナ隣接素子の位相差特性.

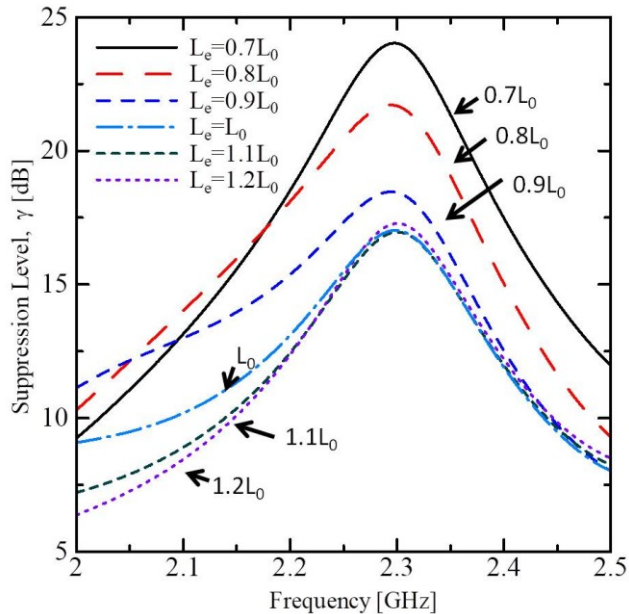


図10 素子長の変化に対する干渉抑圧効果の周波数特性.

$$\gamma[\text{dB}] = P_c[\text{dBm}] - P_a[\text{dBm}]. \quad (9)$$

と定義する. 図10から素子長が L_0 の時干渉抑圧効果は17dB, 素子長が $0.7L_0$ の時干渉抑圧効果は24dBであった. このことから, 素子長が短くなるほど干渉抑圧効果が上昇することが分かった. しかし, アンテナの素子長を短くするほどアンテナの反射が大きくなるため, 素子長を短くしても, 所望周波数で反射が小さくなるような構造に変更する必要があることが分かった.

4.まとめ

本報告では, MIMO Full-Duplex システムの自己干渉抑圧法として, エンドファイア配置でのアレーアンテナの位相差を利用した自己干渉抑圧法を提案した. モーメント法を用いて S パラメータから干渉抑圧効果を検証し, 中心周波数を 2.29GHz で設計した場合, 最大で 17dB の干渉抑圧効果が得られた. また, 素子長を変化させた時, 素子長を $0.7L_0$ にすることで, 自己干渉を最大 24dB 抑圧できることが分かった. 今後は更なる自己干渉抑圧の向上に関する検討を行い, 実際に干渉抑圧回路を作成し, 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.

参考文献

- [1] A. Gupta, R. K. Jha, "A survey of 5G network: Architecture and emerging technologies," IEEE access, vol.3, pp1206-1232, 2015.
- [2] Z. Zhang, X. Chai, K. Long, A. V. Vasalagos, L. Hanzo, "Full duplex techniques for 5G networks: self-interference cancellation, protocol design, and relay selection," IEEE Communications Magazine, vol.53.5, pp128-137, May 2015.
- [3] E. Ahmed, A. M. Eltawil, "Single antenna full duplex communications using a common carrier", in IEEE 13th Annual Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON), pp.1-6, 2012.
- [4] M. Tsunezawa, N. Honma, K. Takahashi, K. Murata, K. Nishimori, "Experimental evaluation of inter-array decoupling technique suitable for MIMO full-duplex system," International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), 2016.