

直線上に近接配置した3素子モノポールアンテナに対する結合低減検討

佐藤 浩^{†a)} 堀端 研志[†] 白木 信之^{††} 本間 尚樹^{††}
 高橋 応明^{†††} 小柳 芳雄[†]

A Study of Coupling Reduction Method among the Three-Element Monopole Antenna Array Arranged Inline

Hiroshi SATO^{†a)}, Kenshi HORIHATA[†], Nobuyuki SHIRAKI^{††}, Naoki HONMA^{††},
 Masaharu TAKAHASHI^{†††}, and Yoshio KOYANAGI[†]

あらまし 近年、携帯無線端末は、安定して大容量データを伝送すべく、複数のアンテナを使用するダイバーシチ技術や MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 技術が使用されている。一方、情報端末には小型化も求められる。そのため、各アンテナ単体の体積小形化だけではなく、端末内でのアンテナの近接配置によるアンテナシステム全体としての必要体積小形化も求められる。しかしこの場合、アンテナ間で強い電磁結合により、アンテナ効率が減少し、所望の通信距離や通信容量が得られないなどの問題が生じる。本論文では MIMO を想定し、平面上に直線配置したモノポールアンテナ 3 素子に対し、3 アンテナ間全ての結合を低減する手法を提案する。従来手法では必要であった両端のアンテナ間の接続を不要とすることで、アンテナを飛び越す立体構造を必要としない構成とした。今回の解析モデルでは、両端と中央のアンテナ間結合を 12.3 dB、両端のアンテナ間結合を 8.6 dB 低減させ、これによりアンテナ効率が両端のアンテナで 1.5 dB、中央のアンテナで 7.5 dB の向上を確認した。

キーワード 携帯無線端末、MIMO、アンテナ、結合、アンテナ効率

1. ま え が き

近年、携帯無線端末では、高音質・高精細な動画などの大容量データを安定して通信すべく、通信品質や通信容量の向上が求められている。そのためダイバーシチ方式 [1] による通信品質向上や、MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 技術 [2] による単位周波数あたりの通信容量向上など、いずれも複数のアンテナを使用した通信技術が導入されている。また携帯無線端末は、きょう体全体の小型化による携帯性、デザイン性、利便性も同時に求められる。そのため各アンテナ単体の体積小形化だけではなく、その複数の全アンテナをきょう

体内に内蔵させ、かつ各アンテナの近接配置による、アンテナシステム全体としての必要体積の小型化も求められる。しかしこの場合、アンテナ間の強い電磁結合により、アンテナ効率やアンテナ利得が減少し、所望の通信距離や通信容量が得られないなどの問題が生じる。特に同一周波数で複数アンテナを使用する MIMO 通信では、アンテナ近接配置時の電磁結合の影響が懸念される。つまり複数のアンテナをもつ携帯無線端末の小型化と通信性能両立のため、アンテナ近接配置時の結合低減手法の開発が重要である。

従来のアンテナ間の結合低減検討として、アンテナ間に EBG (Electromagnetic Band Gap) 構造を配置する方法 [3]、複数のアンテナに共通する地板の一部に切欠きを挿入する手法 [4]、アンテナ間を集中定数を介して接続する手法 [5] などが検討されている。しかしアンテナ間距離が非常に近接した条件では、一定以上の大きさを有する EBG 構造をアンテナ間に配置することは困難である。また切欠き使用の場合、地板上の部品配置や地板形状に制限が出る。このため筆者らは、

[†] パナソニック株式会社、横浜市
 Panasonic Corporation, 600, Saedo-tyou, Tuzuki-ku, Yokohama-shi, 224-8539 Japan

^{††} 岩手大学、盛岡市
 Iwate University, Morioka-shi, 020-8551, Japan

^{†††} 千葉大学、千葉市
 Chiba University, 1-33 Yayoi-cho, Inage-ku, Chiba-shi, 263-8522 Japan

a) E-mail: satoh.h@jp.panasonic.com

DOI: 10.14923/transcomj.2020JB3055

非常に近接させたアンテナに対策可能であり、またアンテナ部分に閉じた対策となる。集中定数を介してアンテナ間を接続する結合低減手法を、2素子 MIMO アンテナを想定した2アンテナ間に対して検討してきた[6],[7]。本論文では、より高い通信容量が得られる3素子 MIMO アンテナを想定した3アンテナ間全ての給電点間の結合低減を検討する。

3アンテナは共通地板の上部に直線配置とする。この場合、アンテナ間を接続する手法では、結合低減を行うアンテナ間を直接接続する必要があり[8]、中央と両端の隣り合うアンテナ間の接続は容易だが、隣合わない両端アンテナ間の接続は、中央のアンテナの飛越が必要であり、立体で複雑な高コストな構造となる。文献[9]は直線配置の3アンテナ素子に対する検討であるが、給電点間の結合低減ではなく、給電点から給電されないアンテナ素子への電流を阻止し、指向性などが極力アンテナ1素子だけの状態を維持するための検討である。文献[10]は、直線配置の3素子モノポールアンテナに対して両端のアンテナ間接続を行わず、中央と両端のアンテナ間の2箇所のみ接続を行い、隣り合う2アンテナ間のみ結合低減例である。中央のアンテナの飛越は不要であるが、アンテナ間隔がより近接した場合、最も距離のある両端のアンテナ間においても強い結合が予想される。文献[11]は、同じく直線配置の全3素子モノポールアンテナ間の全ての結合対策である。集中定数部品不要のため中央アンテナの飛越構造が不要、部品部分でのオーム損発生の懸念がないものの3本のアンテナより長いダミーエレメントがアンテナ間2箇所に別途必要であり、アンテナシステム全体の実装面積増加の懸念がある。また文献[12]では、同じく3素子モノポールアンテナに対して、両端アンテナ間の直接接続を不要とした条件で、つまり中央のアンテナの飛越を不要とし、3アンテナ素子間全ての結合を低減させている。両端アンテナ間は中央の移相器1個で相互アドミタンスを0Sに近接する対策をし、両端-中央アンテナ間は両端の移相器2個により相互アドミタンスの実部0S、かつアンテナ間の集中定数部品接続で虚部0Sとそれぞれ可変し調整することで結合低減を行っている。しかし、対策部品として各アンテナ後段に移相器を3個、中央と両端アンテナを接続するサセプタンス値をもつ部品を2個の合計5部品を必要とするため高コストである。また文献[13]も全3アンテナ間に対する結合低減であり、文献[12]と比較し、更にアンテナ間接続不要を進めた

手法である。両端アンテナ間は中央アンテナの部品での位相調整による同様の対策により両端アンテナ間の直接接続不要、中央アンテナ飛越不要を維持し、更に両端-中央アンテナ間は相互アドミタンス虚部を可変させる集中定数部品2個のアンテナ間接続をショートスタブ4個への置換えて、全てのアンテナ間接続を不要とした。ショートスタブの部品増加に対しては、両端-中央アンテナ間の相互アドミタンス実部が初期状態から0Sに近いことを条件に両端の移相器2個削除で対応しているが、合計5部品を用いる。また非対称形状のモデルに対する検討が行われていない。

本論文では、平面上に直線配置したモノポールアンテナ3素子に対し、文献[12],[13]同様、全3アンテナ間の対策であること、両端アンテナ間の直接接続を不要として中央アンテナ飛越不要である利点を維持しつつ、追加部品数が最も少ない3部品のみを使用した結合低減手法を提案している。中央と両端アンテナ間の結合低減に、相互アドミタンスの実部が0Sに近いことを条件に両端アンテナの移相器を削減し、給電点間に各一つ合計二つの集中定数部品を使用する。かつ両端アンテナ間の結合低減に、中央のアンテナ素子に一つの集中定数部品を挿入し、両端アンテナ間の中央アンテナを飛越える直接接続を不要とした上で、3アンテナ間全ての結合低減を可能とする手法を提案する。また本手法を長さが異なる3アンテナ素子の非対称構造に適用し、結合低減効果を確認した。

2. 3素子モノポールアンテナ

2.1 解析モデル

本論文の解析モデルを図1に示す。所望周波数は1.5 GHz(自由空間波長 $\lambda_0 = 200$ mm)とする。地板は、厚さ16 μm の片面銅板と厚さ0.8 mmのFR-4 (Flame

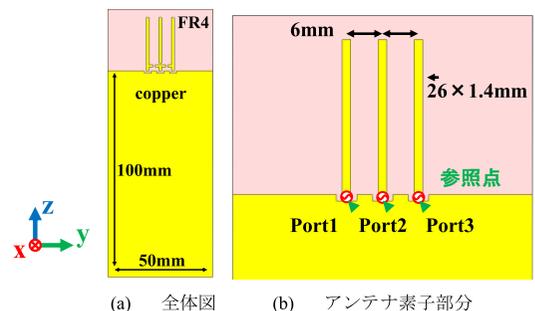


図1 解析モデル
Fig. 1 Analysis model.

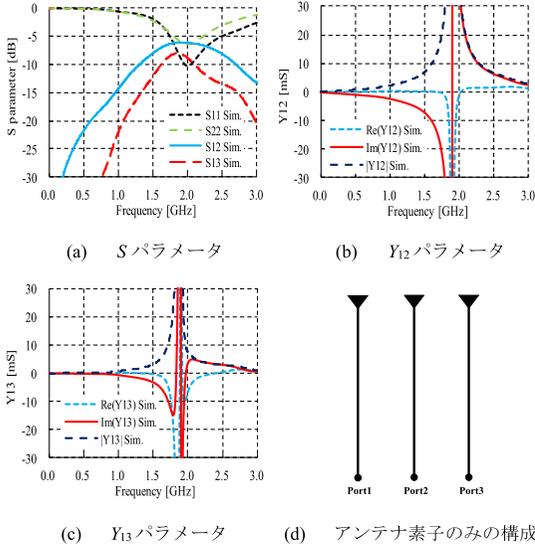


図2 3素子モノポールアンテナ (整合回路無し)

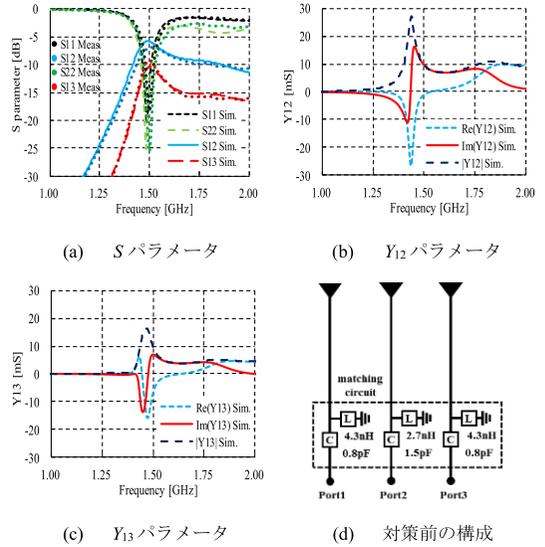


図3 3素子モノポールアンテナ (整合回路使用)

Retardant Type 4) の誘電体基板 $100 \times 50 \text{ mm}^2$ で構成され、FR-4 の媒質定数は、比誘電率 $\epsilon_r = 4.3$ 、 $\tan \delta = 0.015$ [14]、銅の媒質定数は、導電率 $\sigma = 5.8 \times 10^7 \text{ S/m}$ 、透磁率 $\mu = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$ とする。上部誘電体上に $26 \times 1.4 \text{ mm}$ のモノポールアンテナ 3 素子を 6 mm ($0.03\lambda_0$) 間隔で等間隔に直線状に配置し、モデル全体として左右対称形状とする。アンテナ素子間隔を $0.03\lambda_0$ と近接させ両端のアンテナ素子間も $0.06\lambda_0$ となり、実用化されている MIMO アンテナよりも更に近接配置させることで、結合低減効果確認のための強い結合の生じる条件とした。給電点は地板とアンテナ素子間に設け、給電されないポートは 50Ω 終端とする。またポート番号は左から 1, 2, 3 とし、図 1(b) に矢印で示した参照点を基準に各パラメータを記載する。電磁界シミュレータは CST 社 MW-studio にて Time domain solver [15] を使用した。

2.2 結合低減前のアンテナ特性

図 2 に、図 1 の解析モデルの (a) S パラメータ、(b) Y_{12} パラメータ、(c) Y_{13} パラメータを示す。 S_{11} 、 S_{22} より、3 アンテナの共振周波数は整合回路なしで所望周波数 1.5 GHz から外した約 2 GHz とした [6]。また Y_{12} 、 Y_{13} 共に、共振周波数近傍の 1.9 GHz 付近で虚部の符号が変化し、実部が大幅に 0 S から異なる負の値をもつ変化点が存在する。変化点は共振周波数同様、アンテナ素子長を長くすると低周波側に、短くすると高周波側

に変動することを確認している。

図 3 に、図 1 の解析モデルに 1.5 GHz の整合回路使用時の (a) S パラメータ、(b) Y_{12} パラメータ、(c) Y_{13} パラメータを示す。

1.5 GHz で、 $S_{11} = -13.8 \text{ dB}$ 、 $S_{22} = -13.6 \text{ dB}$ の整合状態で、 $S_{12} = -5.9 \text{ dB}$ 、 $S_{13} = -10.4 \text{ dB}$ の結合が生じている。最も距離が近接している中央-端でより結合が強い。

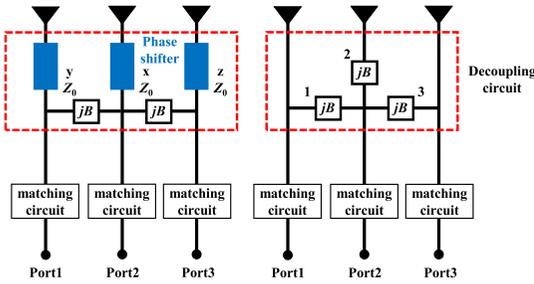
中央-端、両端のアンテナ間の結合がなくなる、つまり $S_{12} = 0$ 、 $S_{23} = 0$ 、 $S_{13} = 0$ となる条件はそれぞれ $Y_{12} = 0 \text{ S}$ 、 $Y_{23} = 0 \text{ S}$ 、 $Y_{13} = 0 \text{ S}$ である [12]。しかし結合対策無しの状態では、図 2(b) (c) より 1.5 GHz で整合回路不使用で $|Y_{12}| = 7.05 \text{ mS}$ 、 $|Y_{13}| = 3.21 \text{ mS}$ 、図 3(b) (c) より整合回路使用時で $|Y_{12}| = 9.61 \text{ mS}$ 、 $|Y_{13}| = 9.80 \text{ mS}$ と 0 S から離れた値となっており、結合が生じている状態である。

本論文では、3 アンテナ素子の Y_{12} 、 Y_{23} 、 Y_{13} を同時に 0 S に近づける対策を行い、 S パラメータの目標値として S_{11} 、 S_{22} 、 S_{33} が全て -10 dB 以下の整合状態で、中央-端間の S_{12} 、 S_{23} 、両端間の S_{13} を同時に -10 dB 以下の結合状態を満たす対策を検討する。

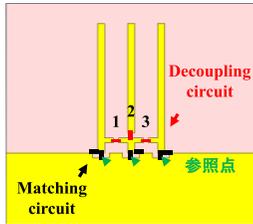
3. 3素子モノポールアンテナの結合低減

3.1 提案手法に対する構成図と設計フロー

図 4 に、図 1 の解析モデルに施す結合低減手法の構



(a) 既存構成[12] (b) 提案手法



(c) 部品実装箇所

- ① 相互アドミタンスの指標導出
 1. 目標とする整合状態 (S_{11} , S_{22} , S_{33}), 結合状態 (S_{12} , S_{23} , S_{13}) を設定.
 2. 全反射の整合状態で目標結合状態を満たす.
 - 指標とする相互アドミタンス Y_{12} , Y_{23} , Y_{13} を算出.
- ② 両端アンテナ間の結合低減
 1. 中央アンテナの移相器の位相条件を S パラメータより算出.
 2. 位相条件を反映した移相器使用時の Y_{13} が相互アドミタンスの指標を満たすか確認.
 3. 移相器使用時と同等の Y_{13} を得られる集中定数部品の導出と, 移相器から置換え, 再度相互アドミタンス Y_{13} の指標を満たすか確認.
- ③ 両端-中央アンテナ間の結合低減
 1. 相互アドミタンス Y_{12} , Y_{23} の実部と虚部を確認.
 2. Y_{12} , Y_{23} の虚部を 0 とするアンテナ間 2 箇所 に配置する集中定数の算出.
 3. 3 箇所 に使用する集中定数部品の定数再調整.
 4. 部品配置時に相互アドミタンス Y_{12} , Y_{23} , Y_{13} の指標を満たすか確認.
- ④ 整合回路の設定
 1. 全給電ポートに整合回路を配置.
 2. 整合状態 (S_{11} , S_{22} , S_{33}), 結合状態 (S_{12} , S_{23} , S_{13}) の目標を満たすか確認.

(d) 設計フロー

図 4 3 素子モノポールアンテナ構成図

Fig. 4 Configuration diagram of 3-ele. monopole antenna array.

成図を示す. 図 4(a) は文献 [12] に示された既存構成であり, 3 素子モノポールアンテナに対し, 移相器 3 個, サセプタンス値をもつ部品 2 個の合計 5 個の部品で, 3 アンテナ素子間全ての結合対策を行っている.

これに対し (b) は提案構成である. まず (a) から両端の移相器 2 個を削減する. この移相器は, 両端-中央アンテナ間の結合低減条件である相互アドミタンス $Y_{12} = Y_{23} = 0S$ を得るために, 実部の $\text{Re}(Y_{12})$, $\text{Re}(Y_{23})$ を可変させ $0S$ に近づける用途で用いられている [12].

初期状態で $\text{Re}(Y_{12})$, $\text{Re}(Y_{23})$ が十分 $0S$ に近く実部の調整不要を条件に削除する [6]. 中央のアンテナ素子後段の移相器 1 個をインダクタまたはキャパシタなどサセプタンス値をもつ部品 1 個に置換え, 合計 3 個の集中定数部品のみで, 同じく立体構造を用いず, 3 アンテナ間全てに結合対策を行う. (a) (b) 両モデル共に各 3 ポートに整合回路を使用する. (c) は (b) の各部品の実装配置箇所を示す. 以下 (d) の設計フローに従い結合低減を行う.

3.2 ① 相互アドミタンスの指標導出

S パラメータの目標値を満たす低い結合が得られる相互アドミタンスの指標を算出する. 以下に S パラメータと各相互アドミタンスの変換式を式 (1)~(3) に示す [12]. Z_{ref} は特性インピーダンスを表す.

$$Y_{12} = -\frac{2}{Z_{\text{ref}}} \frac{S_{12} - (S_{13}S_{32} - S_{12}S_{33})}{\Delta} \quad (1)$$

$$Y_{23} = -\frac{2}{Z_{\text{ref}}} \frac{S_{23} - (S_{13}S_{21} - S_{23}S_{11})}{\Delta} \quad (2)$$

$$Y_{13} = -\frac{2}{Z_{\text{ref}}} \frac{S_{13} - (S_{12}S_{23} - S_{13}S_{22})}{\Delta} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} \Delta = & (1 + S_{11})(1 + S_{22})(1 + S_{33}) \\ & - S_{12}S_{21}(1 + S_{33}) \\ & - S_{13}S_{31}(1 + S_{22}) \\ & - S_{23}S_{32}(1 + S_{11}) \\ & + (S_{12}S_{23}S_{31} + S_{21}S_{32}S_{13}) \end{aligned}$$

特性インピーダンスを 50Ω とし, 3 ポート共に $S_{11} = S_{22} = S_{33} = 0 \text{ dB}$ の全反射の整合状態, 3 アンテナ間において $S_{12} = S_{23} = S_{13} = -10 \text{ dB}$ の結合量を式 (1)~(3) に代入し, 相互アドミタンス $|Y_{12}| = |Y_{23}| = |Y_{13}| = 2.85 \text{ mS}$ を得た. 次に目標値より $S_{11} = S_{22} = S_{33} = -10 \text{ dB}$ の整合状態, $S_{12} = S_{23} = S_{13} = -10 \text{ dB}$ の結合量を代入し, $|Y_{12}| = |Y_{23}| = |Y_{13}| = 6.49 \text{ mS}$ を得た. 整合が得られていない状態では, 同じ結合量 -10 dB を得るにもより低い相互アドミタンス値が必要となる. 提案手法では, まず結合対策を実施し, その後に整合回路で整合を得る. そのため整合回路不使用段階では, 相互アドミタンス値が最小となる整合が全反射時の相互アドミタンス $|Y_{12}| = |Y_{23}| = |Y_{13}| = 2.85 \text{ mS}$ 以下を目標値とする.

結合対策前また整合が得られていない図 2(b) (c) より, $|Y_{12}| = 7.05 \text{ mS}$, $|Y_{13}| = 3.21 \text{ mS}$ と全相互アドミタ

ンスで 2.85 mS 以下を満たしていない。よって図 3 (a) より、整合時の結合も $S_{12} = -5.9$ dB, $S_{13} = -10.4$ dB と S_{12} は目標値を満たしていない。以下、全相互アドミタンスの低減対策を実施し、整合時の3アンテナ間の結合目標値である -10 dB 以下にする。まず両端間、両端-中央間の順に対策を行う。

3.3 ② 両端アンテナ間の結合低減

提案手法である図 4 (b) の中央アンテナ後段に使用する集中定数部品は、既存手法である図 4 (a) の中央のアンテナ後段に使用する移相器同様、両端アンテナ間の結合低減が得られる位相量設定のために用いる。そのため、まず結合低減が得られる図 4 (a) の中央の移相器の位相量を数式より導出し、次に導出した位相量と同等の 0 S に近い Y_{13} が得られる集中定数部品として本解析モデルではインダクタを設定する。

文献 [12] より、式 (4) は図 4 (a) の中央の移相器の位相量 x と S パラメータから Y_{13} を算出する式である。両端間の結合のない状態 $S_{13} = 0$ が得られる相互アドミタンス $Y_{13} = 0$ S となる条件を検討する。

$$Y_{13} = -\frac{2}{Z_{ref}} \frac{S_{13} - (S_{12}S_{23} - S_{13}S_{22})e^{-j2x}}{\Delta^{(1)}} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \Delta^{(1)} = & (1 + S_{11})(1 + S_{22}e^{-j2x})(1 + S_{33}) \\ & - S_{12}S_{21}e^{-j2x}(1 + S_{33}) \\ & - S_{13}S_{31}(1 + S_{22}e^{-j2x}) \\ & - S_{23}S_{32}e^{-j2x}(1 + S_{11}) \\ & + (S_{12}S_{23}S_{31} + S_{21}S_{32}S_{13})e^{-j2x} \end{aligned}$$

$$A = ||S_{13}| - |S_{12}S_{23} - S_{13}S_{22}|| = 0 \quad (5)$$

$$x = \frac{\angle(S_{12}S_{23} - S_{13}S_{22}) - \angle S_{13}}{2} \quad (6)$$

$Y_{13} = 0$ S を得るため式 (4) の分子を 0 とする。そのためには振幅評価式である式 (5) の $A = 0$ を満たし、かつ、位相条件である式 (6) で得られる位相量 x を中央の移相器に与えることが条件となる。

3.3.1 Y_{13} 低減のための振幅評価と位相条件

結合対策前である3素子モノポールアンテナの図 2 (a) の S パラメータより、式 (5) の振幅評価式 A 、式 (6) の位相条件 x を算出し図 5 に示す。(a) より 1.5GHz での Y_{13} の振幅評価式は $A = 0.002$ であり、現状でほぼ $A = 0$ を満たしている。また (b) より位相条件として中央アンテナ後段に 28.8 deg の移相器が必要である。

文献 [12] では、アンテナ間隔を可変することで振幅評価式 $A \approx 0$ となる周波数の調整が可能であり、ま

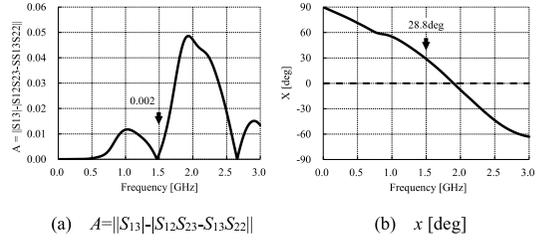


図 5 3素子モノポールアンテナの振幅評価式と位相条件
Fig. 5 Amplitude evaluation formula and phase conditions of 3-ele. monopole antenna array.

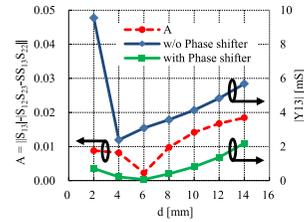
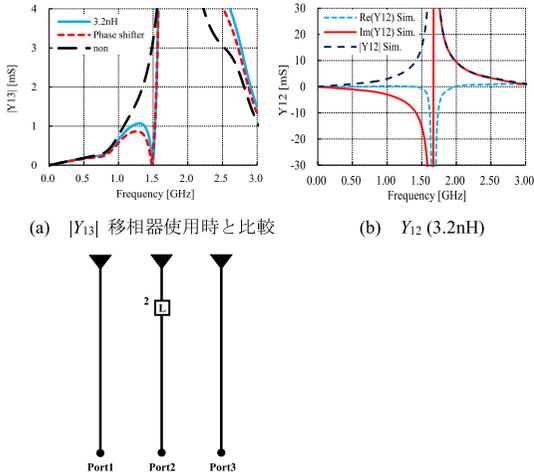


図 6 1.5GHz における各アンテナ間隔での振幅評価式と $|Y_{13}|$
Fig. 6 Amplitude evaluation formula and mutual admittance $|Y_{13}|$ over a various antenna intervals in 1.5GHz.

た $A = 0$ を満たさずに位相条件のみを満たすことでも S_{13} は低減可能とある。ここではまず解析モデルのアンテナ素子間隔 6 mm を 2~14 mm で 2 mm 間隔に可変させ、1.5 GHz での各間隔における振幅評価式 A を式 (5) より算出し図 6 に示す。そして提案構成である図 4 (b) の 1, 3 を open とし、各間隔で中央素子の 2 に式 (6) で算出した位相条件 x deg の移相器を適用した場合の Y_{13} を、移相器不使用時と併記し、同じく図 6 に示す。

アンテナ間隔を可変したが、解析モデルである間隔 6 mm で最も振幅評価式 A が 0 に近い $A = 0.002$ が得られている。しかし間隔 6 mm でも位相条件を考慮しない初期状態で $|Y_{13}| = 3.09$ mS と目標値 2.85 mS 以下を上回る値となっており、移相器使用による位相条件を併用することで $|Y_{13}| = 0.37$ mS が得られた。6 mm 以外の全アンテナ間隔においても移相器使用により Y_{13} は低減し目標値を下回る。これより振幅評価式 $A = 0$ を満たさないアンテナ間隔においても、位相条件のみを適用することで大幅に Y_{13} が低減することが分かる。本論文では、アンテナ間隔などのアンテナ配置条件を変えることは実際の設計で困難なことから、初期値であるアンテナ間隔 6 mm において検討する。



(a) $|Y_{13}|$ 移相器使用時と比較 (b) Y_{12} (3.2nH)
 (c) 中央アンテナにインダクタ使用時の構成
 図7 中央にインダクタを使用した3素子モノポールアンテナ
 Fig. 7 3-ele. monopole antenna array with inductor in middle.

3.3.2 中央アンテナ素子に配置する集中定数選定提案構成である図4(b)において、集中定数1, 3をopenとし、中央素子の集中定数2に式(6)で導出した28.8 degの移相器を配置した場合の Y_{13} のシミュレーション結果を図7(a)の赤破線に示す。また移相器をインダクタに置換え Y_{13} が1.5 GHzで最小値を取るように最適化した3.2 nHを使用した場合を青線で、図1(c)の結合対策前の Y_{13} を黒線で併記する。

式(6)で導出した位相量 x による結合対策で Y_{13} は3.21 mSから0.37 mSまで低減し、更にインダクタにおいても0.11 mSとほぼ同様の低い相互アドミタンスを得ることが確認できた。これより中央の移相器をインダクタに代用することでも結合低減ができています。

図7(b)には中央アンテナに3.2 nH使用時の Y_{12} を示す。1.5 GHzで、 $S_{13} = 0$ のための $Y_{13} = 0$ Sは得たが、 $S_{12} = 0$ のための $Y_{12} = 0$ Sは得られていない。次章で $Y_{12} = 0$ Sを満たす条件を検討する。

3.4 ③ 両端-中央アンテナ間の結合低減

ここでは3.3の中央のインダクタで得られた両端アンテナ間の結合低減条件 $Y_{13} = 0$ Sを維持しつつ、両端-中央アンテナ間の結合低減条件 $Y_{12} = Y_{23} = 0$ Sも同時に得る。方法として Y_{12} と Y_{23} を実部と虚部に分け考察し共に0 Sに近づけることで $Y_{12} = Y_{23} = 0$ Sを実現する。

まず Y_{12} と Y_{23} の実部であるが、図2(b)の Y_{12} よ

り、変化点である1.9 GHz近傍のみで実部が大幅に0 Sから異なる負の値をもつ。つまりこの帯域を除外すれば実部の対策を特に実施せず、ほぼ0 Sとみなすことが可能である。図2(b)に示した3素子モノポールの Y_{12} , Y_{23} から、図7(c)の中央素子に3.2 nHを配置した変化を確認する。インダクタ配置で変化点は約1.7 GHzと200 MHz程度低周波化したが、まだ所望周波数から200 MHz程度離れている。そのため1.5 GHzで $Re(Y_{12}) = -0.59$ mS, $Im(Y_{12}) = -15.21$ mSと、 $Re(Y_{12})$ はほぼ0 Sとみなせ、実部調整用の図4(a)の両端の移相器二つは削除可能である[6]。よって、この移相器二つを使用しない本手法の条件は、中央アンテナ素子への集中定数使用後の Y_{12} , Y_{23} で、所望周波数に変化点が発生していないこととなる。

次に Y_{12} と Y_{23} の虚部について、同値のサセプタンス値をもつ集中定数部品として、今回はインダクタをアンテナ間に配置することで $Im(Y_{12}) = 0$ Sとする[6]。

$$L = -\frac{1}{2\pi f B} \tag{7}$$

式(7)は、所望周波数 f でのサセプタンス値 B を得るインダクタンス値の導出式であり、図7(c)より1.5 GHzでの $Im(Y_{12}) = -15.21$ mSを代入し7.0 nHを得た。このインダクタを図4(b)の集中定数1と3に使用する。

しかし算出した7.0nHは図4(c)の参照点間への理想的な部品配置時であり、実際の接続位置は上方向シフトかつ伝送線路を介するため補正が必要である。またこの二つのインダクタの配置で Y_{13} の周波数特性も若干の変化が生じる。そのため実際の部品配置においてアンテナ間の7.0nHと中央アンテナの3.2nHを初期値とし Y_{12} , Y_{23} , Y_{13} の最小値が1.5GHzで得られるようシミュレーションで再調整を行う。その結果、図4(b)の集中定数1と3は10 nH, 2は4.7 nHとした。図8にそのときの(a) Y_{12} , (b) Y_{13} を示す。 $|Y_{13}| = 0.32$ mSかつ $|Y_{12}| = |Y_{23}| = 0.43$ mSとなり、3アンテナ素子間全ての結合低減条件を満たした。

3.5 ④ 整合回路の設定

最後に1.5 GHz用の整合回路を3給電点に配置し、 S_{11} , S_{22} , S_{33} 共に-10 dB以下の整合を得た。図9にSパラメータを示す。結合対策前の図3(a)と対策後の図9を比較し、 S_{12} が-5.9 dBから-18.2 dB, S_{13} が-10.4 dBから-19.0 dBと、中央-両端アンテナ間の結合が12.3 dB, 両端間が8.6 dBの結合低減効果が得られた。

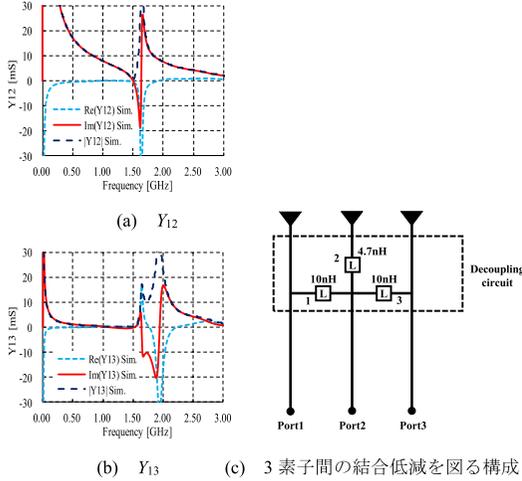


図8 3素子モノポールアンテナ (10nH, 4.7nH, 10nH)
Fig.8 3-ele. monopole antenna array (10nH, 4.7nH, 10nH).

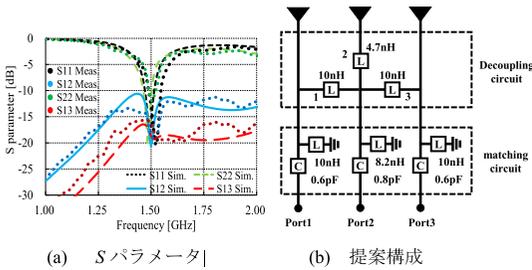


図9 3素子モノポールアンテナ (整合回路使用)
Fig.9 3-ele. monopole antenna array with matching circuit.

4. 結合対策による各種アンテナ性能

3素子モノポールアンテナに対して、結合対策前後の各種アンテナ性能を所望周波数1.5GHzで比較する。

4.1 損失電力

図10に、電磁結合による損失を含めた各種損失とアンテナ効率の概念図を示す。励振1ポート以外の2ポートは50Ω終端とする。ここで、port2励振時の青実線で示した電力の流れに沿って以下説明する。

$$\begin{cases} P_m = |S_{11}|^2 P_{av} & P_d = |S_{12}|^2 P_{av} & P_{\Omega} = \frac{1}{2} \sum R |I|^2 \\ P_{die} = \frac{1}{2} \sigma \int |E|^2 dV = \pi f \tan \delta \epsilon_0 \epsilon_r \int |E|^2 dV \\ P_{con} = \frac{1}{2} R_S \int |H|^2 dS = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\omega \mu}{2\sigma}} \int |H|^2 dS \end{cases}$$

(8)

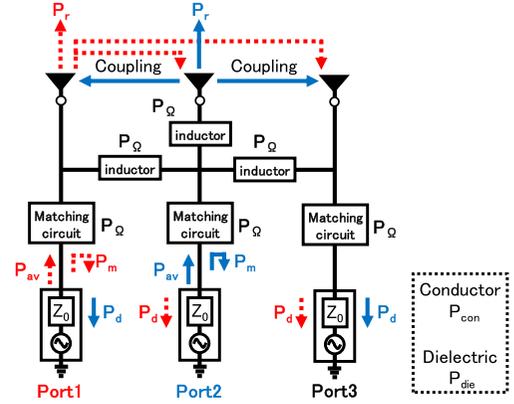


図10 アンテナ効率概念図

Fig.10 Antenna efficiency concept.

表1 結合対策前後による損失電力と放射電力
Table 1 Power loss and radiation power.

(a) Port1 励振時 (port2, port3 は 50Ω 終端)

	P_{Ω} inductor	P_{Ω} Matching	$P_{con} + P_{die}$	P_d 1-2	P_d 1-3	P_m	Antenna eff.
w/o decoupling	---	0.29	0.10	0.26	0.09	0.04	22% (-6.6dB)
with decoupling	0.22	0.27	0.14	0.02	0.01	0.03	31% (-5.1dB)

(b) Port2 励振時 (port1, port3 は 50Ω 終端)

	P_{Ω} inductor	P_{Ω} Matching	$P_{con} + P_{die}$	P_d 1-2	P_d 2-3	P_m	Antenna eff.
w/o decoupling	---	0.28	0.10	0.26	0.26	0.04	6% (-12.2dB)
with decoupling	0.26	0.14	0.19	0.02	0.02	0.04	34% (-4.7dB)

$$P_t = P_m + P_d + P_{\Omega} + P_{die} + P_{con} \quad \eta = \frac{P_r}{P_{av}} = \frac{P_{av} - P_t}{P_{av}} \quad (9)$$

Port2 に印加された有能電力 P_{av} の一部が、不整合のため不整合損 P_m として発生する。また電磁結合により Port1 と Port3 に伝わり、50Ω 終端で消費される結合損 P_{d1-2} と P_{d3-2} 、インダクタや整合回路の微小な抵抗成分より発生するオーム損 P_{Ω} 、その他、導体損 P_{con} 、誘電体損 P_{die} が発生する。各損失電力はシミュレーションで得られた S パラメータ、FR-4 からなる全ての誘電体部分の電界を体積分し P_{die} を、アンテナ素子と地板を構成する銅の表面インピーダンスを算出し、全ての銅の全表面の磁界を面積分し P_{con} を式(8)より算出する。また式(9)に示す有能電力から全損失電力 P_t を引いたものが放射電力 P_r とし、印加された有能電力 P_{av} と放射電力 P_r の比をアンテナ効率 η とする [6]。

結合対策前後の各損失電力とアンテナ効率を、port1, port2 の各励振時で表1に示す。各電力は有能電力1W

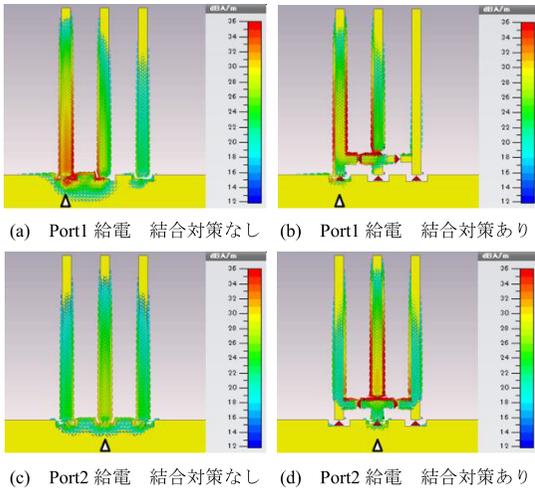


図 11 電流分布
Fig. 11 Current distribution.

励振として記載する。

S パラメータは、結合対策前後また全ポートにおいて S_{11} , S_{22} , S_{33} が -10 dB 以下の整合状態のため、不整合損 P_m は 0.1 W 以下となっている。結合損 P_d に関して、Port1-2 間の結合が 12.3 dB, Port1-3 間の結合が 8.6 dB 改善したため、全てのアンテナ間で 0.02 W 以下となり、結合損 P_d の合計は Port1 励振時で 0.32 W, Port2 励振時で 0.48 W と大幅に減少した。これに伴いアンテナ効率も Port1 励振時で 1.5 dB, Port2 励振時で 7.5 dB 上昇した。

本結合対策による結合損の低減がアンテナ効率向上の主因となっている。特に Port2 励振時においては、中央のアンテナ素子は、最近接し結合の強い両端の 2 アンテナ素子があるためアンテナ効率の改善が著しい。また Port1 励振時においても、Port1-3 間で結合損が 0.08 W 改善され、アンテナ効率向上に寄与している。ただし、結合対策の三つのインダクタ部品のもつ微小な抵抗成分によりオーム損 P_Ω が新たに発生する。そのためインダクタ部品採用の際は、極力低抵抗な部品の選定が重要である [6]。

4.2 電流分布

図 11 に結合対策前、対策後の Port1, 2 それぞれに 1 W 正弦波印加時の電流分布の瞬時値を示す。

(a) の Port1 給電の結合対策前は、他ポート Port2, Port3 への電流の流入が見られ、電流分布からも強い結合が確認できる。これに対して提案手法を施した (b) では、他ポートへの電流流入が減少し、結合抑圧効果

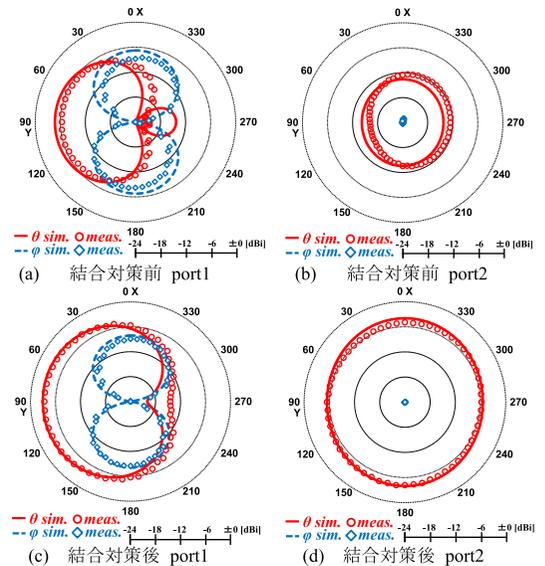


図 12 水平面指向性
Fig. 12 Horizontal directivity.

が確認できる。また主要な電流経路が、地板からアンテナ素子間を接続するインダクタ部品経由へと変化している。これは図 11 (a) の結合対策前や、中央アンテナの 2 のインダクタによる両端アンテナ間の対策後も発生していた port1 から地板経路で中央と右アンテナ素子への電流流入を、1 と 3 のインダクタ接続で微小に上方方向に移動させ給電点への流入を回避したためである。そのため 1 と 3 へのインダクタ接続で全アンテナ素子長が若干短く動作し、先に導出した中央 2 のインダクタは 3.2 nH から 4.7 nH へ、給電点を参照点として算出した 1 と 3 は 7.0 nH から 10 nH へと値を大きくする方向に若干修正することで全ポート間の結合低減が可能となった。

またこのようにインダクタが電流の主経路となるため表 1 のインダクタ部品の抵抗値によるオーム損 P_Ω 発生に注意が必要なのが電流分布からも確認できる。(c) (d) で示す Port2 給電時の本結合対策による、Port1, 3 への電流分布抑圧、主要電流経路のインダクタ部品経由への変更も同傾向である。

4.3 指向性

結合対策前後 2 状態での、Port1 と 2 それぞれ給電時の水平面 (図 1 の xy 面) 指向性を線: シミュレーション値, 点: 実測値で図 12 に示す。実験は 6 面を電波吸収体で覆った電波暗室にて実施し、標準ダイポールアンテナ (アンリツ MA5612A3) の利得を比較基準

とし測定を行った。また測定ポート以外の2ポートは50Ω終端した。本結合対策による全ポート間の結合低減、これに伴うアンテナ効率の向上により、Port1, 2励振時に共通して実線で示すθ成分の利得向上が著しい。ピーク利得はPort1励振時は+y方向のθ成分で1.8 dB, Port2励振時で+x方向のθ成分で9.6 dBの向上が見られた。

5. 非対称構造アンテナへの適用検討

本提案手法また既存手法 [12] においても対称形状の3素子アンテナについての結合低減効果が示されている。ここでは、本結合低減の設計フローに汎用性があることを示すために非対称構造でのアンテナ適用をシミュレーションで確認する。

図13(a)にアンテナ素子長を26 mm, 24 mm, 22 mmとした3素子モノポールアンテナを示す。これは図4(a)の全素子長26 mmから変更したモデルであり、その他サイズや条件、所望周波数1.5 GHzは同様である。図4(d)のフローに従い、結合を低減する。

① 相互アドミタンスの指標導出

図4(a)のモデル設計同様、 S_{11} , S_{22} , S_{33} が全て-10 dB以下の整合状態で、 S_{12} , S_{23} , S_{13} 同時に-10 dB以下の結合状態を目指す。そのため相互アドミタンスを $S_{12} = S_{23} = S_{13} = -10$ dB, 整合が全反射時で式(1)~(3)から算出し、整合回路不使用時で $|Y_{12}| = |Y_{23}| = |Y_{13}| = 2.85$ mS以下を目標値とする。

② 両端アンテナ間の結合低減

図13(a)の集中定数1, 3をopen, 2をshort, 整合回路なしの結合対策前のSパラメータから、式(5)より振幅評価式 $A = 0.001$, 式(6)より位相量 $x = 29.6$ degを算出した。図4(a)のモデル同様0に近い振幅評価式となっている。また Y_{13} が位相量x使用時と同特性を得られるインダクタ4.3 nHに置換え $|Y_{13}| = 0.05$ mS

を得た。これは目標値 $|Y_{13}| = 2.85$ mS以下の値である。図14(a)に図13(a)の2をショート, 移相器, インダクタ各使用の Y_{13} を, (b)(c)にインダクタ4.3 nH使用時の Y_{12} , Y_{23} を示す。

③ 両端-中央アンテナ間の結合低減

図14(b)(c)の, ②での導出したインダクタ4.3 nH配置時の Y_{12} , Y_{23} は, どちらも変化点が1.5 GHzを外れており, 実部はほぼ0 Sとみなすことができる。また虚部は $\text{Im}(Y_{12}) = -14.21$ mS, $\text{Im}(Y_{23}) = -10.10$ mSであり, これを式(7)に代入し7.5 nH, 10.5 nH得た。最終的に所望周波数でより低い相互アドミタンスが得られるようインダクタンス値を再調整し, 図13の集中定数1は10 nH, 3は12 nH, 2は5.6 nHとした。図15の相互アドミタンスより1.5 GHzで $|Y_{13}| = 0.25$ mS, $|Y_{12}| = 1.07$ mS, $|Y_{23}| = 0.94$ mSと目標値より低い値が得られている。

④ 整合回路の設定

全3給電点に整合回路を配置し, 最終状態を得た。回路定数を図13(b)に, Sパラメータを図16に示す。 S_{11} , S_{22} , S_{33} が全て-10 dB以下の整合状態で $S_{12} = -12.4$ dB, $S_{23} = -11.4$ dB, $S_{13} = -16.0$ dBと目標値より低い結合量が確認された。

よって本提案手法は, 非対称形状のアンテナにも適用可能である。

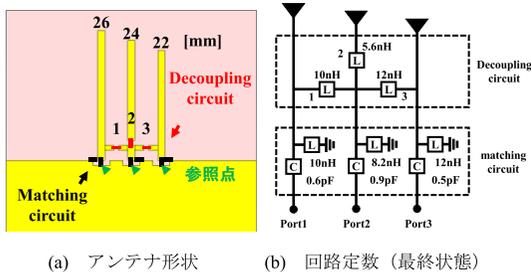


図13 長さの異なる3素子モノポールアンテナ構成図
Fig. 13 3-ele. monopole antenna array with different lengths.

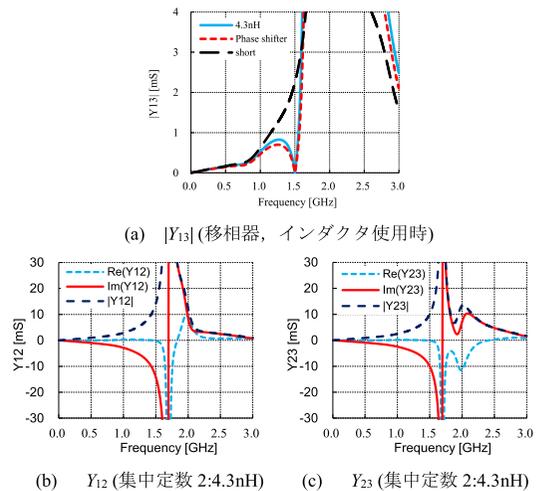


図14 中央にインダクタを使用した3素子モノポールアンテナ
Fig. 14 3-ele. monopole antenna array with inductor in middle element.

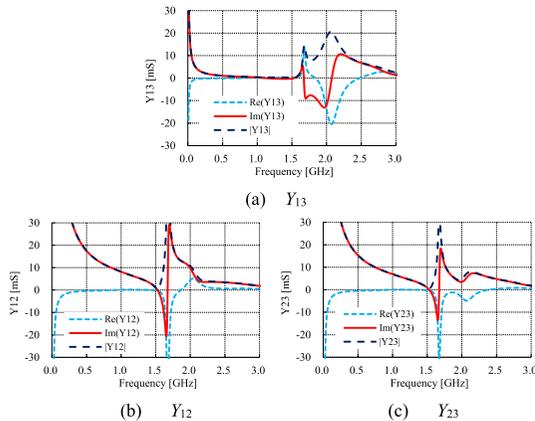


図 15 3 素子モノポールアンテナ (1: 10nH, 3: 12nH, 2: 5.6nH)

Fig. 15 3-ele. monopole antenna array without matching circuit (1: 10nH, 3: 12nH, 2: 5.6nH).

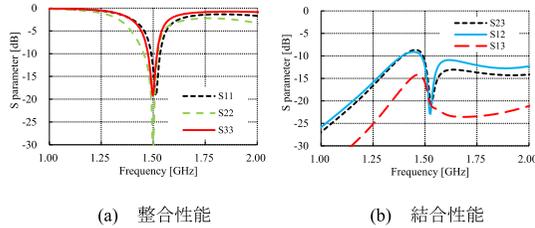


図 16 S-parameter (最終状態)

Fig. 16 S-parameter (Final state).

6. む す び

本論文は、直線状に近接配置した電磁結合の強い 3 素子のモノポールアンテナに対して、3 アンテナ間全ての結合低減を行う新たな手法を提案した。本手法は、直線配置した 3 アンテナに対して、両端のアンテナ間の結合低減に従来のような中央のアンテナを飛び越しての直接の接続不要であり、そのため立体で複雑な高コストとなる回路接続構造が不要となる。

また既存の両アンテナ間を直接接続不要な手法 [12] と比較した場合、中央-両端間の結合低減 $S_{12} = S_{23} = 0$ の要件である $Y_{12} = Y_{23} = 0$ S を得る場合、中央アンテナへの集中定数部品の使用による周波数特性変動後に、所望周波数から Y_{12} , Y_{23} の変化点がずれていることを条件に、実部 $\text{Re}(Y_{12})$, $\text{Re}(Y_{23})$ の対策なしにほぼ 0 S とみなすことが可能となる。これにより既存手法の両端の二つの移相器の削減可能となり、中央と両端のアンテナ素子間の集中定数部品の接続のみで結合低減が可能な手法となっている。ただし、二つの移相器

省略で Y_{12} と Y_{23} の実部を 0 S に調整ができず、所望の結合量は満たせるが残留する実部により中央-両端アンテナ間の結合低減効果は従来法 [12] より若干劣る。また中央アンテナ中に挿入する移相器をインダクタで代用することで、両端アンテナ間の結合低減を実現できた。これは図 7(a) よりインダクタ使用時も移相器使用同等の低い相互アドミタンス Y_{13} が得られており、両端アンテナ間は従来法 [12] と同等の結合低減効果と考えられる。よって従来手法は 3 個の移相器と 2 個の集中定数部品を必要としたが、提案手法は 3 個の集中定数部品のみで結合低減可能である。

本手法は、部品削減と同時に、移相器を使用しない集中定数部品のみとなることで、複数周波数に所望インダクタンスを容易に設定でき、今後の本手法の多周波数対応が考えられる。ただし図 9(a) の 1.5GHz 近傍で、 S_{11} , S_{22} , S_{33} 全てが -10 dB 以下の整合状態かつ S_{12} , S_{23} , S_{13} 全てが -10 dB 以下の結合状態が得られる帯域は 28MHz、比帯域は 1.87% であり、既存の MIMO 無線システムでは帯域不足である。本手法の適用範囲である中心周波数のみでの高い結合低減効果の広帯域化が今後の課題である。

また本手法により、今回の解析モデルにおいて 1.5 GHz で両端のアンテナ間で 8.6 dB、中央と両端のアンテナ間で 12.3 dB の低結合低減効果を確認し、これに伴いアンテナ効率が中央のアンテナで 7.5 dB、両端のアンテナで 1.5 dB の改善を確認した。また損失の内訳検討により、効率向上の主因は結合低減であることを確認し、本手法の有効性を確認した。

更に、アンテナ素子長の異なるモデルに対しても結合低減を実施し、設計フローの汎用性と非対称構造のアンテナへの有効性も確認した。

文 献

- [1] R. Masood, C. Person, and R. Sauleau, "A dual-mode, dual-port pattern diversity antenna for 2.45-GHz WBAN," *IEEE Trans. Antennas Propag. Letters*, vol.16, pp.1064–1067, Oct. 2016.
- [2] I.E. Teletar, Capacity of multi-antenna Gaussian channels, Tech. Rep., AT&T-Bell Labs, June 1995.
- [3] X. Yang, Y. Liu, Y.-X. Xu, and S.G. Chung, "Isolation enhancement in patch antenna array with fractal UC-EBG structure and cross slot," *IEEE Trans. Antennas Propag. Letters*, vol.16, pp.2175–2178, May 2017.
- [4] O.A. Saraereh, C.J. Panagamuwa, and J.C. Vardaxoglou, "Low correlation multiple antenna system for mobile phone applications using novel decoupling slots in ground plane," presented at the *IEEE Antennas Propag. Conf.*, Loughborough, 2013.
- [5] S.-C. Chen, Y.-S. Wang, and S.-J. Chung, "A decoupling technique for increasing the port isolation between two strongly cou-

- pled antennas,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.56, no.12, pp.3650–3658, Dec. 2008.
- [6] 佐藤 浩, 小柳芳雄, 小川晃一, 高橋応明, “近接配置2素子小形アンテナの2周波数低結合化手法,” 信学論 (B), vol.J94-B, no.9, pp.1104–1113, Sept. 2011.
- [7] H. Sato, Y. Koyanagi, K. Ogawa, and M. Takahashi, “A Method of Dual-frequency Decoupling for Two-element MIMO Antenna,” PIERS Proceedings, pp.12–15, Aug. 2013.
- [8] 遠藤直之, 鹿子嶋憲一, 武田茂樹, “ブリッジサセプタンズと伝送線路を組み合わせた3素子MIMOアンテナ用簡易デカップリング回路の設計法の提案,” 信学論 (B), vol.J97-B, no.1, pp.61–65, Jan. 2014.
- [9] J. Andersen and H. Rasmussen, “Decoupling and descattering networks for antennas,” IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol.24, no.6, pp.841–84, 1976.
- [10] M. Mori, N. Kikuma, H. Hirayama, and K. Sakakibara, “A consideration on simple decoupling circuit without three-dimensional structure for MIMO antennas,” Proc. ISAP 2014, pp.415–416, Kaohsiung, Taiwan, Dec. 2014.
- [11] J. Deng, J. Li, and L. Guo, “Decoupling of a three-port MIMO antenna with different impedances using reactively loaded dummy elements,” IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol.17, no.3, pp.430–433, March 2018.
- [12] Y. Cheng, and K.M. Cheng, “A novel and simple decoupling method for a three-element antenna array,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.16, pp.1072–1075, Oct. 2016.
- [13] T. Miyasaka, H. Sato, and M. Takahashi, “A non-connected decoupling method for three element MIMO antennas by using short stubs,” IEICE Trans. Electron., vol.E102-B, no.11, pp.2167–2173, Nov. 2019.
- [14] T. Hirano, J. Hirokawa, and M. Ando, “Influence of the SMA connector and its modeling on electromagnetic simulation,” Microwave and Optical Technology Letters (MOP), vol.57, no.9, pp.2168–2171, Sept. 2015. DOI: 10.1002/mop
- [15] CST Microwave suite 2020 time domain solver.

(2020年9月30日受付, 2021年1月8日再受付,
3月5日早期公開)



佐藤 浩 (正員)

平10武蔵工大・工・電子通信卒。平12同大学院電気工学専攻修士課程卒。平23電子情報通信学会通信ソサイエティ論文賞(優秀論文賞)受賞。平成27年千葉大学大学院博士後期課程了。現在, パナソニック(株)コネクティッドソリューションズ社イノベーションセンター主幹技師, 工博, IEEE 会員。



堀端 研志 (正員)

平15東京工業大・工・電気電子工卒。令2本会アンテナ・伝播研究会第2回伝搬コンペ特別賞受賞。現在, パナソニック(株)コネクティッドソリューションズ社イノベーションセンター主任技師, 移動通信端末のアンテナ技術, 周波数有効利用技術, 伝搬損失推定技術の研究に従事。



白木 信之 (学生員)

平29岩手大・工・電気電子・情報システム卒。平31同大学院総合科学研究科修士課程了。同大学院理工学研究科博士課程在学中, 現在, 生体レダに関する研究に従事。平31年度本会学術奨励賞, 令2IEICE Communications Express Top download letter award 受賞。



本間 尚樹 (正員)

平8東北大・工卒。平10同大学院工学研究科修士課程了。平17同大学院博士課程了。平10日本電信電話(株)入社。以来, 主として高速無線通信用平面アンテナ, MIMO アンテナシステムに関する研究に従事。平21岩手大・工・准教授。現在, 同大学理工学部教授。博士(工学)。平23年度～本会通信ソサイエティ英文論文誌編集委員, 平14年度本会学術奨励賞, 平15APMC Best Paper Award, 平18本会通信ソサイエティ論文賞, 平26日経エレクトロニクスジャパン・ワイヤレステクノロジー・アワード, APMC 2014 Prize 受賞, IEEE 会員。



高橋 応明 (正員:フェロー)

平元東北大・工・電気卒。平6東工大学院博士課程了。同年武蔵工大・工・電気・助手。同大講師を経て, 平12東京農工大・工・電気電子・助教授。平16千葉大・フロンティアメディカル工学研究開発センター・准教授。衛星放送受信アンテナ, 平面アンテナ, 小形アンテナ, RFID, 環境電磁工学, 人体と電磁波との相互作用の研究に従事。工博, IEEE シニア会員。



小柳 芳雄 (正員)

平1電通大・電気通信・応用電子卒。同年松下通信工業(株)入社。以来, 携帯電話/スマートフォンを中心とした移動無線通信機用小形アンテナ, 端末用MIMOアンテナ, 人体と電磁波の相互影響, 各種無線電力伝送装置の研究開発に従事。平15千葉大学大学院博士後期課程了。現在, パナソニック(株)コネクティッドソリューションズ社イノベーションセンター課長, 工博, IEEE 会員。