

基地局間減結合と素子間減結合回路を併用した基地局アンテナ間
干渉低減法*宍戸 洸太^{†a)} 西森健太郎^{†b)} 本間 尚樹^{††c)} 八巻 直也^{††}
牧野 秀夫[†]Interference Reduction Method between Base Station Antennas Combining
Decoupling and Matching Network between Antennas with Spatial Decoupling*Kota SHISHIDO^{†a)}, Kentaro NISHIMORI^{†b)}, Naoki HONMA^{††c)}, Naoya YAMAKI^{††},
and Hideo MAKINO[†]

あらまし 周波数が等しいまたは近接する複数システムの中継局/基地局を同一場所に配置することを目的として、筆者らはアレーアンテナのヌル指向性を他アンテナに向けるようなアナログ回路を用いて、システム間干渉を大きく抑制する空間減結合を提案している。本論文では、アレーアンテナ内に強い素子間相互結合が存在する場合でも、減結合効果が得られる空間減結合給電回路構成法を提案する。強い相互結合の影響下でも既存システムへヌル指向性を形成するために、一方のアレーアンテナに整合回路を付加した上で所望の給電ウェイトを与える。提案回路構成法の有効性を明らかにするため、シミュレーションと実験によって高い空間減結合効果が得られることを示す。

キーワード 減結合回路, 干渉, マイクロストリップライン, アレーアンテナ, 空間応答

1. ま え が き

近年のセルラシステムや無線 LAN の普及により、限られた周波数帯域で高速伝送を行う需要が高まっている。この対策の一つとして、複数システムが同一周波数を共用することで周波数利用効率を向上させるヘテロジニアスネットワーク [1], [2] やコグニティブ無線 [3], [4] に関する検討が行われている。このような検討が実用化されると、単位面積当りに多数の基地局が配置されることになる。また、将来の無線 LAN やセルラシステムで使用される 3~5 GHz 帯のマイクロ波帯では、伝搬損がこれまでのシステムのそれよりも大

きくなる。よって、基地局はできるだけ高い場所に配置されることが望ましい。更に、サービスエリアの増大の観点から中継局の使用が有効となる [3]。しかし、実際は基地局や中継局を設置する場所は限定されている。

このような背景のもと、複数システムの中継局/基地局を同一場所に配置するための検討が行われている [5]。この検討では、無線 LAN と Wi-MAX を近接した場所で運用するための干渉回避制御が検討されている。本検討では隣接チャネル間の干渉を扱っているが、今後周波数帯域の使用が逼迫されることから、同一周波数帯でも近接した場所で複数の基地局を運用することが必要になる。この場合、後に設置される新規基地局は既存基地局に干渉を与えないことが必要になる。

干渉信号を抑圧するために、デジタル信号処理を用いたビームスペース型アダプティブアレーアンテナを用いる方法が考えられる [6]~[8]。しかし、高いダイナミックレンジが得られないため、近接したシステム間の強い干渉を抑圧することが困難である。した

[†] 新潟大学工学部, 新潟市

Faculty of Engineering, Niigata University, 8050 Ikarashi,
Nishi-ku, Niigata-shi, 950-2181 Japan

^{††} 岩手大学工学部, 盛岡市

Faculty of Engineering, Iwate University, 18-8 Ueda 3-
chome, Morioka-shi, 020-8550 Japan

a) E-mail: shishido@gis.ie.niigata-u.ac.jp

b) E-mail: nishimori@ie.niigata-u.ac.jp

c) E-mail: honma@iwate-u.ac.jp

* 本論文は、アンテナ・伝播研究専門委員会推薦論文である。

がって、アナログ信号処理に基づく結合の低減法が必要である。これまで、アンテナ間の結合を抑制する様々な方法が提案されている。アンテナ間に減結合回路 (DMN: Decoupling and Matching Network) を用いる方法では、アンテナ間に無給電素子を配置し減結合効果を得ることも可能である [9],[10]。しかし、従来方法では、帯域が狭くなるという問題が生じる。

これまで筆者らは、アレーアンテナの伝搬チャネル応答を利用し、指向性のヌルを他アンテナに向けることで、アンテナ間の相互結合を抑制する空間減結合法を提案している [11],[12]。一方のアレーアンテナの給電ウェイトは、アンテナ間の伝搬チャネル応答の特異値分解から得られる固有ベクトルを用いる。このように、一方のアレーアンテナに給電ウェイトを与えることによって減結合を実現できるため、新規基地局をアレーアンテナとし空間減結合法を適用することによって、システム間干渉抑圧の実現が期待できる。また、関連する技術として、アナログウェイトを用いたアレー指向性制御による隣接した干渉局の影響を低減する手法が提案されている [13]。この検討では、8素子のアレーアンテナを約半波長間隔で配置して、隣接する干渉局に対する干渉除去を実現している。

しかし、先に述べたように将来システムにおいては、基地局の設置スペースをできるだけ小さくすることが望ましく、新規基地局のアレー素子間の間隔はできるだけ狭くすることが望ましい。その場合、文献 [11]~[13] の手法をそのまま用いると、新規基地局のアレー素子間の相互結合が大きくなり、回路内の反射によって給電ウェイトが正しくアンテナ給電ポートに入射されなくなる。したがって、所望のヌル指向性を形成することが困難となり、既存・新規基地局間の結合抑制効果が劣化するという問題が生じる。

そこで、本論文では、新規基地局を構成するアレーアンテナの相互結合を考慮した空間減結合回路構成法を提案する。新規基地局側のアレーアンテナでは、アレーアンテナと空間減結合を実現するウェイト回路の間に、新規基地局の素子間減結合回路を付加する [14]。これによって、ウェイト回路は簡易な分岐回路によって実現可能になる。空間減結合を実現するウェイトを生成する分岐回路と減結合回路の併用効果を計算機シミュレーションにより明らかにする。更に、提案構成の効果を実験により明らかにする。測定では、空間減結合の分岐回路のみを実装した回路、及び、分岐回路と減結合回路を併用した両回路を Microstrip Line

(MSL) によって設計・試作した。また、試作した回路を用いて S パラメータと放射パターンの測定を行う。以上により、分岐回路と減結合回路を併用した効果を明らかにし、提案回路構成法によって既存・新規基地局間の干渉抑圧効果を明らかにする。

以下、本論文の構成を述べる。2. では空間減結合を実現する分岐回路と減結合回路を組み合わせた場合のウェイト形成方法について述べる。3. では空間減結合回路と減結合回路を組み合わせた回路作成で必要となる具体的な設計法を述べる。また、実測で用いたアンテナの S パラメータによるシミュレーション結果と試作回路による測定結果を比較することで、提案回路構成法の有効性を明らかにする。

2. 空間減結合に減結合回路を組み合わせた回路構成法

2.1 空間減結合の原理

図 1 に、既存・新規基地局アンテナ間のモデルを示す。図 1 に示すように、本検討では最も単純なモデルとして、既存基地局アンテナが 1 素子、新規基地局アンテナが 2 素子の場合における空間減結合の適用方法について述べる。ここで、#1 を既存基地局アンテナ、#2、#3 を新規基地局アンテナとする。 H は既存・新規基地局アンテナ間のチャネル行列、 w は新規基地局アンテナと冗長素子に装荷されるウェイトを示す。基地局間の減結合はこのウェイト w によって実現される。 w によってアンテナの指向性は既存基地局アンテナの素子上にヌルを形成することができる。この考えにより、片方のアンテナから送信した信号は他方の素子が受信することがないため、電気的に接続させることなく素子間相互結合を抑制することが可能となる [11],[12]。

空間減結合のウェイト形成法の原理を示す。Multiple Input Multiple Output (MIMO) 伝送における指向性制御法として固有モード伝送が提案されてい

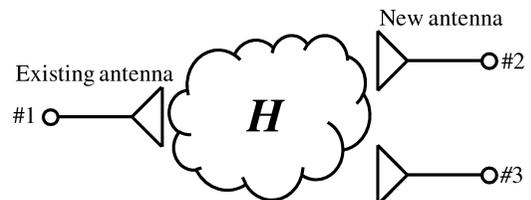


図 1 既存・新規基地局アンテナ構成
Fig. 1 Configuration of existing and new antennas.

る [15], [16]. 本検討では固有モード伝送の考えを用いて, 空間減結合のためのウェイトを得る. 固有モード伝送は送受信機の双方でチャンネル情報を共有し, 特異ベクトルを送受のウェイトとすることで, 複数データストリーム間の相互干渉が発生しない伝送方式として知られている [15]. 空間減結合法では固有モード伝送における受信側のウェイトと送信側におけるヌル空間に相当するウェイトが直交する性質を利用する. 図1のアンテナ #1 を送信, アンテナ #2, #3 を受信とした場合の伝搬チャンネル行列を \mathbf{H} と定義する. 伝搬チャンネル行列 \mathbf{H} は,

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H = \begin{bmatrix} \mathbf{u}_1 & \mathbf{u}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{\lambda_1} & 0 \end{bmatrix} \mathbf{V} \quad (1)$$

と特異値分解することができる. この場合, 送信アンテナが1本しかないため, 固有値は第一固有値 λ_1 のみが存在し, 式 (1) の \mathbf{V} はスカラとなる. ここで \mathbf{U} は新規基地局アンテナ側の特異ベクトル, $\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2$ は \mathbf{U} の列ベクトル成分であり, 数字は列番号を示す. 既存基地局にヌルを形成するウェイトは \mathbf{u}_2 となる [11]. $\mathbf{\Sigma}$ は対角成分に特異値を含んだ対角行列である. \mathbf{V} は既存基地局アンテナ側の特異ベクトルであるが, 本検討では既存基地局アンテナ数を1として考えるため, $\mathbf{V} = 1$ となる. すなわち, 従来の固有モード伝送では, 送信側 (既存基地局アンテナ側) の伝搬チャンネル行列が既知である必要があるが, $\mathbf{V} = 1$ であるため, 既存基地局では伝搬チャンネル行列を知る必要がない. よって, 新規基地局のみでウェイトを形成することにより, 基地局間の相互結合抑制を行うことができる.

2.2 減結合回路を接続した場合のウェイト決定法

新規基地局の設置スペースを考えると, 新規基地局におけるアレー素子間の間隔は狭くすることが望ましい. しかし, アレー素子間の間隔が狭くなると, 新規基地局内での素子間相互結合が大きくなる. 素子間相互結合は空間減結合の効果を劣化させるとともに, 新規基地局アンテナ間のインピーダンス整合がとれなくなることから, 新規基地局アンテナの放射効率も低下する. そこで, 既存・新規基地局アンテナ間における空間減結合に加えて, 新規基地局アレーアンテナ間の相互結合を抑制するために, 新規基地局アンテナと空間減結合の分岐回路の間に減結合回路を付加した回路構成法を提案する.

図2に空間減結合に減結合回路を併用した回路構成の構成図を示す. ここで, アンテナのアドミタンス

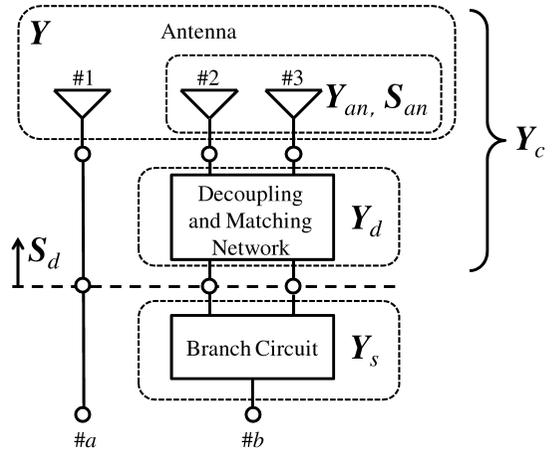


図2 提案する減結合回路の構成図
Fig.2 Configuration of the proposed decoupling and matching network.

行列を \mathbf{Y} , 新規基地局アンテナのアドミタンス行列を \mathbf{Y}_{an} , 新規基地局アンテナのSパラメータを \mathbf{S}_{an} とする. 減結合回路のアドミタンス行列を \mathbf{Y}_d , 空間減結合によるウェイト形成のための分岐回路のアドミタンス行列を \mathbf{Y}_s とする. このとき, 新規基地局アンテナに減結合回路を接続したときのSパラメータ \mathbf{S}_d は,

$$\mathbf{S}_d = \begin{pmatrix} S_{d,11} & S_{d,12} & S_{d,13} \\ S_{d,21} & S_{d,22} & S_{d,23} \\ S_{d,31} & S_{d,32} & S_{d,33} \end{pmatrix} \quad (2)$$

で与えられる. 式 (2) において, チャンネル行列 \mathbf{H} は, 既存・新規基地局間の伝搬チャンネル応答となることから,

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} S_{d,21} \\ S_{d,31} \end{pmatrix} \quad (3)$$

となる. 式 (3) の伝搬チャンネル行列 \mathbf{H} を式 (1) の特異値分解を用いてウェイト \mathbf{w} を求める. 具体的なウェイトの値として, 式 (1) の \mathbf{u}_2 を使用することで, 空間減結合のためのウェイトを得ることができる. すなわち,

$$\mathbf{w} = \mathbf{u}_2 = \begin{pmatrix} u_{2,1} \\ u_{2,2} \end{pmatrix} \quad (4)$$

とし, この値を空間減結合におけるウェイトとして用いる.

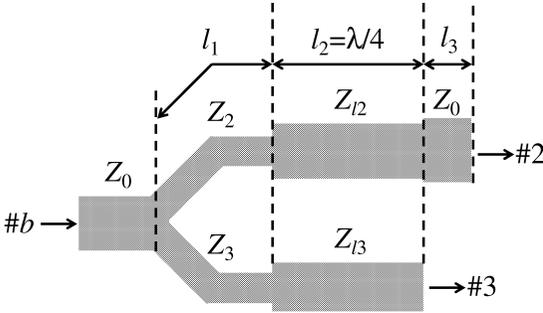


図3 ウェイト形成のための分岐回路
Fig.3 Branch circuit for calculating weight value.

2.3 空間減結合によるウェイト形成のための分岐回路

図3に空間減結合を実現するための分岐回路を示す。ここで Z_0 はアンテナ入力の特徴インピーダンスを示し、 $Z_0 = 50\Omega$ である。また、ウェイトを形成する線路の特徴インピーダンスを Z_2, Z_3 とする。ウェイトは特徴インピーダンスと線路長の異なる線路によって、ウェイトの振幅と位相を形成する。このとき、 Z_0, w と Z_2, Z_3 の間には、

$$Z_2 = Z_0 \left\{ \left(\frac{|u_{2,2}|}{|u_{2,1}|} \right)^2 + 1 \right\} \quad (5)$$

$$Z_3 = Z_0 \left\{ \left(\frac{|u_{2,1}|}{|u_{2,2}|} \right)^2 + 1 \right\} \quad (6)$$

の関係が成り立つ。式(5)、(6)のような特徴インピーダンスの線路により分岐回路を構成することによって、2個のポートで必要とされるウェイトの振幅値が決定される。また、分配された直後の線路の長さを l_1 とし、任意の長さを与える。更に、減結合回路に信号を入力する場合、線路の特徴インピーダンスは Z_0 でなければならないため、 $\lambda_0/4$ 整合器を接続する。ここで λ_0 は中心周波数における波長である。 $\lambda_0/4$ 整合器の特徴インピーダンス Z_{l2}, Z_{l3} は線路への入力インピーダンスと減結合回路への出力インピーダンスの相乗平均で求めることができる。最後に、ウェイト w の間の位相差を加えるために、特徴インピーダンス Z_0 で線路長 l_3 の線路を付加する。二つのウェイトの位相差を θ とすると、

$$l_3 = \frac{\theta \lambda_0}{2\pi} \quad (7)$$

のように l_3 を決定することができる。以上より、図3

の分岐回路によって空間減結合で必要とされるウェイトを与えることができる。

2.4 ブリッジサセプタンスを用いた提案回路構成

減結合回路を試作する上では、設計及び試作方法が明確化されていることが必要となる。この点を鑑み、本論文では、減結合回路としてブリッジサセプタンスを採用した[17],[18]。

ブリッジサセプタンスにおける減結合回路の設計方法の概要を以下に示す。図2の減結合回路のアドミタンス行列 \mathbf{Y}_d は、新規基地局アンテナのアドミタンス行列 \mathbf{Y}_{an} の相互アドミタンスを0にするような行列とならなければいけない。最初の手順として、アンテナに対する位相回転用のMSLを接続する。このMSLでは、 \mathbf{Y}_{an} の相互アドミタンスの実部を0にするように線路長が決定される。次の手順として、2本のアンテナから接続された位相回転用の線路をブリッジ回路としてMSLを接続する。

ここで、ブリッジ線路は位相回転用の線路を接続したアンテナのアドミタンス行列に並列に接続するため、各々のアドミタンス行列の和で表すことができる[18]。また、ブリッジMSLの長さを $(1/4 + n/2)\lambda_g$ ($n = 0, 1, 2, \dots, \lambda_g$: MSL上の実効波長) とすることで、ブリッジサセプタンスとして動作し、相互アドミタンスの虚部だけを0とすることができる。更に、ブリッジサセプタンスによる減結合回路は、理論的に整合へ影響を与えることはないが、既存基地局アンテナと減結合回路を接続した新規基地局アンテナ間には相互結合があるため、各ポートから見た特徴インピーダンスは整合がとれていない状態である。そこで、減結合回路の分岐回路側のポートに整合回路を付加することによって整合を実現する。

3. 試作回路を用いた実験評価による提案回路構成法の有効性の検証

3.1 評価アンテナと試作回路

本章では、実際に提案回路構成を実装し、測定により、提案回路構成法の有効性を明らかにする。アンテナの測定モデルを図4に示す。アンテナには、動作周波数2.55GHzのスリーブアンテナを3本用いた。1本は既存基地局用、2本は新規基地局用である。ここで、アンテナ間距離 D を $0.7\lambda_0$ とし、新規基地局のアレー素子間の間隔 d を $0.25\lambda_0$ する。このとき、新規基地局アンテナのアドミタンス行列 \mathbf{Y}_{an} は、

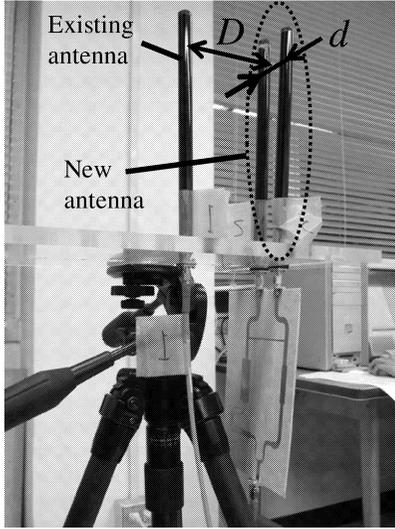


図 4 評価アンテナと回路の外観図
Fig. 4 Outline of evaluation antenna and circuit.

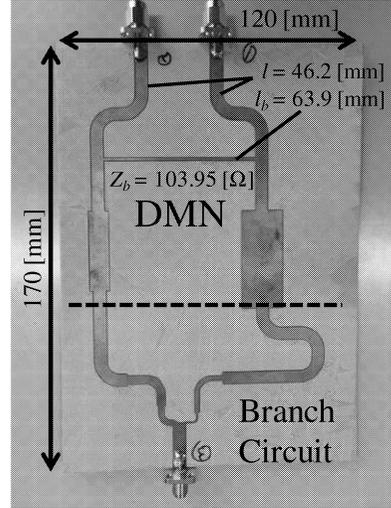


図 5 提案法により設計した回路
Fig. 5 Designed circuit by the proposed method.

$$Y_{an} = \begin{pmatrix} 0.0166 - j0.0026 & -0.0036 + j0.0090 \\ -0.0036 + j0.0090 & 0.0133 - j0.0017 \end{pmatrix} \quad (8)$$

となった。このとき、提案法に基づいてシミュレーションを行った回路におけるウェイトの値は、

$$w_{sim} = \begin{pmatrix} -0.5435 + j0.0619 \\ 0.8352 + j0.0574 \end{pmatrix} \quad (9)$$

となった。

図 5 に実際に設計・試作した回路を示す。破線より上部がブリッジサセプタンスによる減結合回路と整合回路、破線より下部が空間減結合回路によるウェイトを与えるための分岐回路となっている。基板には高周波用プリント基板を用いた。比誘電率 ϵ_r は 2.2 である。減結合回路部の各回路パラメータは、位相回転用線路 l が 46.2 mm、ブリッジサセプタンスの長さ l_b は 63.9 mm、特性インピーダンス Z_b は 103.95 Ω である。更に、ウェイト回路における各パラメータの設計値は $Z_2 = 143.7 \text{ } \Omega$, $Z_3 = 76.7 \text{ } \Omega$, $Z_{l2} = 84.8 \text{ } \Omega$, $Z_{l3} = 61.9 \text{ } \Omega$, $l_1 = 10 \text{ mm}$, $l_3 = 40.1 \text{ mm}$ となった。このとき、試作回路によるウェイトの値は、

$$w = \begin{pmatrix} -0.3546 + j0.3264 \\ 0.6772 + j0.3654 \end{pmatrix} \quad (10)$$

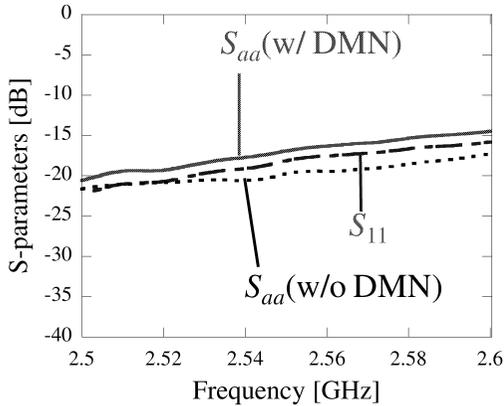
となった。

以下、本提案回路構成法の有効性を明らかにするために、(i) アンテナ単体のみの特性、(ii) 空間減結合回路のみの特性、(iii) 提案する回路（空間減結合回路+減結合回路）の S パラメータと放射パターン特性をそれぞれ評価した。

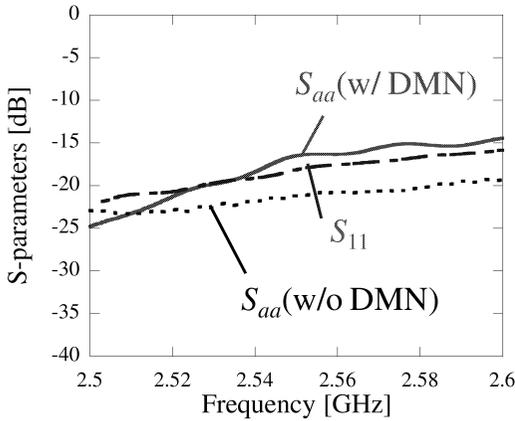
3.2 S パラメータ特性

この回路を設計するにあたり必要なパラメータはチャンネル行列 H と新規基地局アンテナの反射特性である。チャンネル行列 H は、既存基地局のトレーニング信号の観測等により推定可能である [19]。また、既存基地局として設置されているアンテナの反射特性は本回路を設計する上では不要である。更に、本回路を接続することによって既存基地局へ影響を与えずに減結合を行うことができる。図 6~図 8 (a) ではシミュレーション結果と示しているが、図 4 のアンテナ設置で実際に得られたアンテナの S パラメータを用いている。したがって、アンテナ単体の特性に関する S パラメータは、実測から得られた結果であり ($S_{ij}, i, j = 1 \sim 3$)、減結合回路を考慮した特性 (w/DMN, w/o DMN) はシミュレーションにより得られた結果である。一方、図 6~図 8 (b) は全て測定結果である。したがって、アンテナに関する S パラメータ ($S_{ij}, i, j = 1 \sim 3$) は図 (a) (b) で全く同じであることに注意されたい。

図 6~図 8 に S パラメータの結果を示す。図 6~図 8 (a) は、素子間減結合回路の有無 (w/DMN, w/o DMN) による減結合特性 (S_{aa}, S_{bb}) のシミュレー



(a) Simulation result.

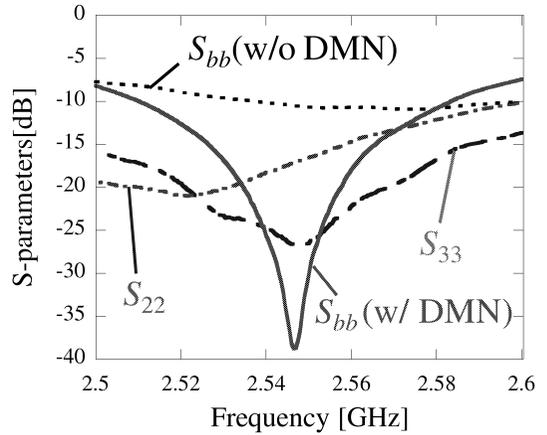


(b) Measurement result.

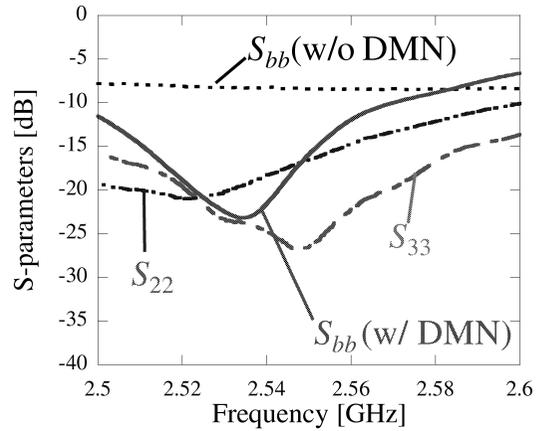
図6 既存基地局アンテナにおける反射の周波数特性
Fig.6 Frequency characteristics of reflection on existing base station antenna.

シミュレーション結果である。ここで、減結合回路のパラメータは実測によって得られたアンテナの S パラメータ (S_{ij} , $i, j = 1 \sim 3$) を用いて算出している。また、図6～図8(b)は、素子間減結合回路の有無 (w/ DMN, w/o DMN) にかかわらず記載されている全てのパラメータが測定結果となっている。

図6に既存基地局における反射の周波数特性を示す。 S_{aa} は回路接続後の結果を示し、w/o DMNが空間減結合回路のみの結果、w/DMNが提案結合回路による結果である。図6から明らかなように、 S_{aa} の計算と実測結果はよい一致を示すとともに、回路接続前後で既存基地局の反射特性へほとんど影響を及ぼさないことが確認できた。したがって、新規基地局が既存基地局の近接に配置されても、既存基地局アンテナそ



(a) Simulation result.

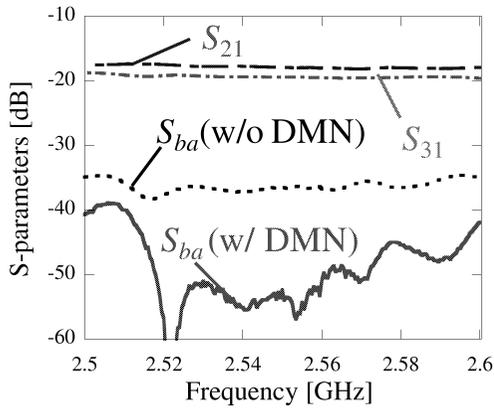


(b) Measurement result.

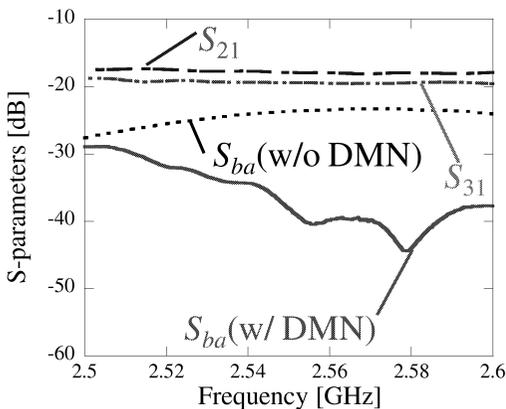
図7 新規基地局アンテナにおける反射の周波数特性
Fig.7 Frequency characteristics of reflection on new base station antenna.

のものには影響がないことが明らかとなった。

図7に新規基地局における反射の周波数特性を示す。 S_{bb} に回路接続後の結果を示す。まず、図7(a)から分かるように、空間減結合 (w/o DMN) のみを用いることによる反射特性は、アンテナ単体の反射振幅 (S_{22} , S_{33}) と比較しても大きくなる。しかし、空間減結合に減結合回路を接続する提案回路構成 (w/DMN) を適用すると、中心周波数付近でリターンロスが約 -30 dB 以下となり、 S_{22} , S_{33} よりも改善する。図7(b)の測定結果においても、シミュレーションの結果と同様の傾向を示すことが確認できた。空間減結合のみを用いると、反射振幅が S_{22} , S_{33} と比較して



(a) Simulation result.



(b) Measurement result.

図8 既存・新規基地局アンテナ間における相互結合の周波数特性

Fig. 8 Frequency characteristics of mutual coupling between existing and new base station antennas.

大きくなる。提案回路構成を適用すると、中心周波数は低くなるが、それでも反射振幅は最大で -23 dB まで抑制でき、中心周波数付近では S_{22} , S_{33} と同程度の性能が得られることが確認できた。しかし、中心周波数は 2.535 GHz となり、シミュレーションとは異なる結果が得られた。この理由として、基板の比誘電率の設計値と実物の値の違いや測定環境、回路端に接続するコネクタによる影響などが考えられ、これらの影響による特性劣化の改善には今後の課題としたい。

図8に既存・新規基地局アンテナ間の相互結合の周波数特性を示す。 S_{ba} に回路接続後の結果を示す。ここで、空間減結合のウェイトはチャンネル行列 \mathbf{H} によ

て一意に求められるため、減結合回路の有無に関係することなく、空間減結合により相互結合を改善することが可能である。しかし、新規基地局におけるアレーアンテナの素子間隔を狭くする必要があるため、ウェイト回路を接続することにより回路内で反射が発生する。よって、正確なウェイトを素子に与えることができなくなり、空間減結合による所望の特性が得られない。そこで、分岐回路内の反射を抑制する方法が必要となるが、このような回路を受動回路のみで製作するのは困難である。そのため、本論文では減結合回路を接続し、ウェイト回路で発生する反射の抑制を行う。その効果を示すために減結合回路の有無 (w/DMN, w/o DMN) による結果を示す。図8(a)から分かるように、空間減結合 (w/o DMN) のみを用いることによる相互結合は、アンテナ単体による相互結合 (S_{21} , S_{31}) と比べ、約 17 dB の改善が得られた。更に、提案回路構成 (w/ DMN) を適用すると、 S_{21} , S_{31} からそれぞれ 33 dB 以上の相互結合の改善が得られた。図8(b)の測定結果を見ると、空間減結合のみを適用した場合、 S_{21} , S_{31} からの相互結合の改善は約 5 dB にとどまることが分かった。一方、提案回路構成を適用すると、 S_{21} , S_{31} からそれぞれ 22 dB 以上の相互結合の改善が得られた。シミュレーション・実測ともに相互結合はアンテナ単体の場合に比べ広い帯域にわたって改善されているものの、両者でその特性は異なる。この理由として、新規基地局の反射と同様に基板の比誘電率の設計値と実物の値の違いや測定環境、回路端に接続するコネクタによる影響などが考えられる。しかし、基板の設計値、コネクタの影響の調整や、測定環境が変化しないような調整により、シミュレーション・実測の差異を改善する余地はあるため、両者の差分を改善するための検討については今後の課題としたい。

3.3 放射パターン特性

3.2の結果より、提案減結合の適用により既存システムには影響を与えることなく、既存・新規システム間の相互結合を抑制することができることを確認した。本節では、提案減結合の適用後に、既存システムと新規システムの基地局アンテナが実際に端末と通信を行う場合に、指向性がどのように影響するかを確認するため、放射指向性の測定を行った。

図9(a)に既存基地局アンテナの放射指向性を示す。アンテナ単体の特性 (#1) 及び新規基地局アンテナ配置後の特性 (w/o DMN: 空間減結合回路のみ, w/

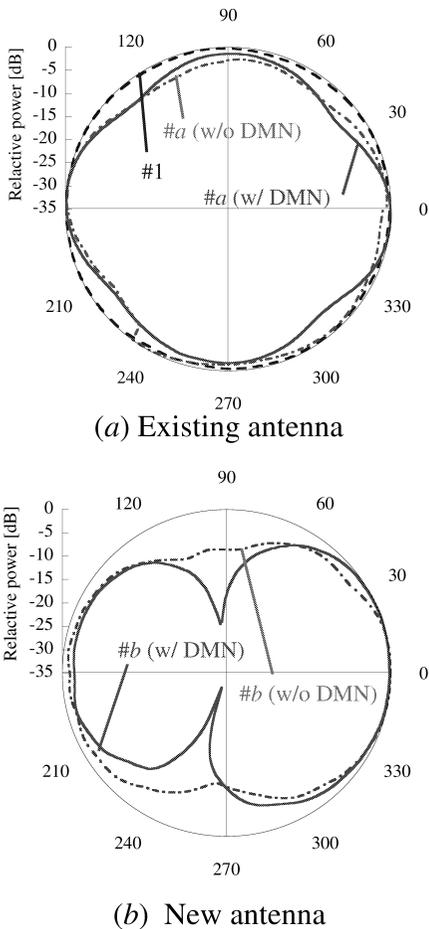


図9 放射パターン測定結果
Fig. 9 Measurement result of radiation pattern.

DMN:提案回路構成)をそれぞれ示している。図9から明らかなように、減結合回路の接続による既存アンテナの指向性の影響はほとんどないことが確認できた。

図9(b)に新規基地局アンテナの放射指向性を示す。図中のw/o DMNは、空間減結合回路のみの特性であり、w/ DMNは提案回路構成による特性である。図9(b)において、90度方向が既存基地局アンテナの方向となる。図9(b)から分かるように、空間減結合回路単体では、新規基地局アンテナの指向性のヌル形成が適切に行われていないことが分かる。一方、提案する回路構成を適用することで、新規基地局の指向性は既存基地局の方向にヌルを形成することが確認できた。以上の結果から、提案回路構成法により、既存基地局には影響を与えず、既存・新規基地局アンテナ間の相互結合を抑制できることを放射パターンの測定結

果からも明らかにした。

4. むすび

本論文では、同一周波数における既存・新規基地局アンテナ間の相互結合抑制を目的として、新規基地局のアレーアンテナの指向性のヌルを既存基地局アンテナに形成する空間減結合を適用する手法を提案した。また、新規基地局が必要とされるアレーアンテナの素子間隔を狭くすることを目的とし、新規システムのアレーアンテナと、空間減結合回路の間に減結合回路を付加する回路構成を提案した。更に、2種類の回路(空間減結合回路と減結合回路)を組み合わせた場合の空間減結合を実現するためのウェイト回路の設計法を示した。

提案方法の有効性を、MSLによって実際に設計した回路を用いて評価した。実測で用いたアンテナのSパラメータによるシミュレーションと試作回路による結果を比較した。まず、シミュレーションと試作回路による実測結果は、ほぼ同様の反射・相互結合特性を示すことが確認できた。また、提案減結合回路を用いることにより、反射・相互結合の両方で空間減結合回路単体よりも特性が改善することが確認できた。特に、既存・新規基地局アンテナの相互結合の改善量は大きく、実測でも中心周波数付近で -40 dBの相互結合量となることを示した。更に、提案減結合回路の接続による既存アンテナの指向性の影響はほとんどなく、新規基地局の指向性は既存基地局の方向にヌルを形成することが確認できた。以上の結果から、提案回路構成法により、既存基地局には影響を与えずに、既存・新規基地局アンテナ間の相互結合を抑制できることを明らかにした。

今後の課題として、新規基地局アンテナが形成する指向性のヌルが実際の新規システムの通信に与える影響を評価する必要がある。また、今回の検討では基礎検討として、既存基地局のアンテナ数は1、新規システムのアンテナ数は2とした。一方、周波数利用効率向上の観点から、MIMOやマルチユーザMIMOによる通信が近年では必要とされている[20], [21]。MIMOによる通信では、基地局アンテナ数を増加させる必要があり、複数アンテナにおける提案法の適用に関する検討も今後の課題である。

謝辞 本研究の一部は、独立行政法人科学技術振興機構 研究成果展開事業研究成果最速展開支援プログラム(A-STEP)の助成を受けて行われた。また、減

結合回路の作成及び実験に御協力頂きました, 新潟大学 西森研究室の川原理彰氏に感謝致します.

文 献

- [1] 丹野元博, 森本彰人, 阿部哲士, 岸山祥久, 中村武宏, “LTE-Advanced におけるヘテロジニアスネットワーク,” 信学技報, RCS2009-317, March 2010.
- [2] 西森健太郎, 小松原祥, 北尾光司郎, 今井哲朗, “ヘテロジニアスネットワークにおける干渉量評価のための屋外, 屋内および屋外-屋内伝搬特性測定,” 信学論 (B), vol.J95-B, no.9, pp.1159-1170, Sept. 2012.
- [3] S. Haykin, “Cognitive radio: Brain-empowered wireless communications,” IEEE J. Sel. Areas Commun., vol.23, no.2, pp.201-220, Feb. 2005.
- [4] K. Nishimori, R.D. Taranto, H. Yomo, and P. Popovski, “Cognitive radio operation under directional primary interference and practical path loss models,” IEICE Trans. Commun., vol.E94-B, no.5, pp.1243-1253, May 2011.
- [5] A. Kishida, T. Hiraguri, M. Ogawa, K. Nishimori, N. Honma, and T. Sakata, “A novel interference avoidance technique on mobile wireless routers Using IEEE802.11n PSMP,” IEICE Trans. Commun., vol.E93-B, no.8, Aug. 2010.
- [6] 菊間信良, アレーアンテナによる適応信号処理, 科学技術出版, 1998.
- [7] 千葉 勇, 中條 渉, 藤瀬雅行, “ビームスペース CMA アダプティブアレーアンテナ,” 信学論 (B-II), vol.J77-B-II, no.3, pp.130-138, March 1994.
- [8] 関口高志, 三浦 龍, 唐沢好男, “広帯域信号に対応したビームスペース形アダプティブアレー,” 信学論 (B-II), vol.80-B-II no.2, pp.171-181, Feb. 1997.
- [9] N. Honma, K. Nishimori, T. Seki, K. Nishikawa, and K. Tsunekawa, “Triple polarization antenna employing capacitor loaded monopole antenna and notch antenna for MIMO systems,” 2005 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2005), vol.2, TB2-4, pp.367-370, Aug. 2005.
- [10] B.K. Lau and J.B. Andersen, “Simple and efficient decoupling of compact arrays with parasitic scatterers,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.60, no.2, pp.464-472, Feb. 2012.
- [11] 宍戸洸太, 西森健太郎, 本間尚樹, “隣接素子のチャネル応答を利用した MIMO アンテナ用空間減結合法の提案,” 信学技報, AP2011-100, Nov. 2011.
- [12] K. Shishido, K. Nishimori, and N. Honma, “Decoupling method for compact MIMO antenna utilizing MISO channel response on neighboring antennas,” Proc. International Symposium on Antenna and Propagation (ISAP) 2011, Session FrP2-20, Oct. 2011.
- [13] 米澤ルミ子, 小西彦彦, 千葉 勇, 浦崎修治, “フェーズドアレーアンテナにおける送信ビーム制御による近傍干渉波の抑圧,” 信学論 (B-II), vol.J81-B-II, no.5, pp.515-522, May 1998.
- [14] 宍戸洸太, 西森健太郎, 本間尚樹, 八巻直也, 川原理彰, 牧野秀夫, “空間減結合と素子間減結合を併用した基地局間減結合の実験評価,” 信学技報, A-P2012-95, Nov. 2012.
- [15] J.B. Andersen, “Array gain and capacity for known random channels with multiple element arrays at both ends,” IEEE J. Sel. Areas Commun., vol.18, no.11, pp.2172-2178, Nov. 2000.
- [16] K. Nishimori, R. Kudo, N. Honma, Y. Takatori, and M. Mizoguchi, “16 × 16 MIMO testbed for MU-MIMO downlink transmission,” IEICE Trans. Commun., vol.E93-B, no.2, pp.345-352, Feb. 2010.
- [17] 遠藤直之, 鹿子嶋憲一, 尾保手茂樹, 加賀谷篤大, 西村一輝, “ブリッジサセプタンスと伝送線路を組み合わせた MIMO アンテナ用簡易デカップリング回路,” 信学技報, A-P2010-181, March 2011.
- [18] 八巻直也, 本間尚樹, “アレーアンテナにおける相互アドミタンスを考慮した間に減結合回路の評価,” 信学技報, A-P2011-62, Aug. 2011.
- [19] J.H. Winters and N.R. Sollenberger, “MIMO-OFDM for wireless communications: signal detection with enhanced channel estimation,” IEEE Trans. Commun., vol.50, no.9, pp.1471-1477, Sept. 2002.
- [20] 大鐘武雄, 小川恭孝, わかりやすい MIMO システム技術, オーム社, 2009.
- [21] 西森健太郎, “やさしいマルチユーザ MIMO,” アンテナ・伝搬における設計・解析ワークショップ (WS45), Dec. 2012.

(平成 25 年 1 月 7 日受付, 4 月 23 日再受付)



宍戸 洸太 (正員)

平 23 岩手大・工・電気電子・情報システム卒. 平 25 新潟大学大学院自然科学研究科博士前期課程了. 同年 (株) 電気興業入社. 在学中, 減結合回路を用いたアンテナ間の相互結合補償に関する研究に従事.



西森健太郎 (正員: シニア会員)

平 6 名工大・工・電気情報卒. 平 8 同大大学院修士課程了. 同年日本電信電話 (株) 入社. 以来, 主として移动通信基地局用アダプティブアンテナ, MIMO ハードウェア構成及び屋外・屋内測定評価技術, コグニティブ無線における干渉回避技術に関する研究に従事. 平 18 デンマーク国オールボー大学客員研究員. 平 21 新潟大・工・准教授. 博士 (工学). 平 12 年度本会学術奨励賞. 平 14 IEEE AP-S Japan Chapter Young Engineer Award. 平 20 本会ソフトウェア無線研究会最優秀論文賞. 平 23 年度本会論文賞受賞. IEEE 会員.



本間 尚樹 (正員)

平 8 東北大・工卒. 平 10 同大大学院工学研究科修士課程了. 同年日本電信電話(株)入社. 以来, 主として高速無線通信用平面アンテナに関する研究に従事. 平 21 岩手大・工・准教授. 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 15 APMC Best Paper Award, 平 18 本会通信ソサイエティ論文賞受賞. IEEE 会員.



八巻 直也 (正員)

平 23 岩手大・工・電気電子・情報システム卒. 平 25 同大大学院博士前期課程了. 同年 NTT 東日本入社. 在学中, 減結合回路を用いたアンテナ間の相互結合補償に関する研究に従事.



牧野 秀夫 (正員)

1976 新潟大・工卒. 1978 同大大学院修士課程了. 同年情報工学科勤務. 1990 助教授. 1995 教授. 工博(北海道大学). 現在, 福祉・医療情報機器の研究に従事. 日本生体医工学会, 電気学会, 情報処理学会, 地理情報システム学会, 日本不整脈学会, IEEE 各会員.