

科学研究費助成事業（科学研究費補助金）研究成果報告書

平成25年 6月7日現在

機関番号：11201

研究種目：若手研究（B）

研究期間：2010～2012

課題番号：22760261

研究課題名（和文）無線通信基地局用 周波数・空間フィルター体型アンテナの研究

研究課題名（英文）Study on base station antenna comprising spectral and spatial filters for wireless communications

研究代表者

本間 尚樹 (HONMA NAOKI)

岩手大学・工学部・准教授

研究者番号：70500718

研究成果の概要（和文）：本研究では、周波数と空間のフィルタを併用することによって、フィルタ機構を小形化し、アンテナと一体に構成する方法について明らかにした。任意のアンテナ素子数のアレイアンテナ間の減結合効果を持つ給電回路構成法を提案し、送信アンテナからの強い干渉信号が受信アンテナポートに入力されることを防ぐことが可能になることを実験により明らかにした。

研究成果の概要（英文）：In this study, a new method for combining the spectral and spatial filtering functions into antenna system was investigated. This method offers downsizing in filter configuration. The new feed-network design is proposed, where the feed network decouples the array antenna with arbitrary number of the antenna elements and prevents the transmitted signal from flowing into the receiving antennas. Experimental results indicated that the proposed feed network works expectedly and is effective in decoupling the multiple antennas.

交付決定額

（金額単位：円）

	直接経費	間接経費	合計
2010年度	2,600,000	780,000	3,380,000
2011年度	500,000	150,000	650,000
2012年度	500,000	150,000	650,000
年度			
年度			
総計	3,600,000	1,080,000	4,680,000

研究分野：工学

科研費の分科・細目：電気電子工学・通信・ネットワーク工学

キーワード：アンテナ

1. 研究開始当初の背景

次世代移動通信システム実現のため基地局アンテナには、放射効率がが高く、所望の指向特性を実現できる高性能アンテナが要求されている。また、基地局設置スペースの削減のため複数無線基地局の一体化などが検討されて

おり[1], [2], その場合複数のアンテナ素子が近接配置されるため高いアンテナ素子間相互結合が生じる。特に異なる無線システムのアンテナが近接配置される場合、相互結合により送信信号が受信アンテナに漏れ込み、端末から到来する信号を復号することが困難にな

る[1].

DMN(Decoupling and Matching Network) は相互結合を抑制する手段として有効である[3]~[7]. しかし従来法ではアレーアンテナのようにアンテナの素子数が増加すると回路構成が複雑になるという問題がある[3]. また, 集中定数回路素子をブリッジサセプタンスとしてアンテナポート間に接続する簡易なDMN 構成法[4], [6] も提案されているが, この方法はアンテナ素子数が2 素子の場合にのみ適用できるものである. アンテナ素子数が3 素子の場合について, ブリッジサセプタンスを用いた簡易減結合回路が提案されているが[7], ブリッジサセプタンスの具体的な構成法については明らかにされていない. また, 減結合回路を用いることによってアンテナの指向性の変化や, 帯域の減少が生じることが知られている. 以上のことから指向性や, 帯域に影響を与えない, より簡易な構造の減結合回路が必要とされている.

2. 研究の目的

本研究では, 多素子アレーアンテナに適用することを目的とし, アンテナ素子間相互アドミタンスに着目した簡易な減結合回路構成法を提案する. 減結合回路の構成にはマイクロストリップライン(MSL) を用いる. MSL を用いることで低損失なリアクタンス素子を簡易に実現できる. 本提案法では相互結合を相殺する MSL を減結合の対象とするアンテナポート間にブリッジサセプタンスとして接続し, 相互結合の低減を行う. S パラメータ, 及び指向性の測定結果から提案する回路の評価を行い, その有効性を示す.

3. 研究の方法

(1) 理論

ここでは n 素子アレーにおける提案減結合回路構成のための理論について述べる. 図1 に提案減結合回路モデルを示す.

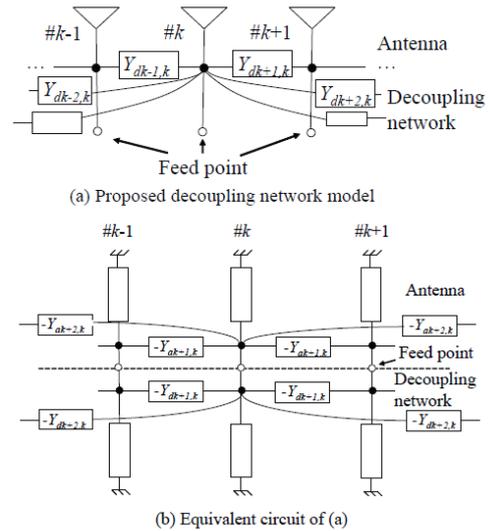


図1 提案減結合回路モデル

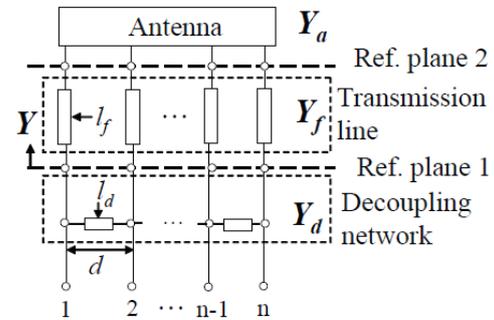


図2 提案する減結合回路の構成

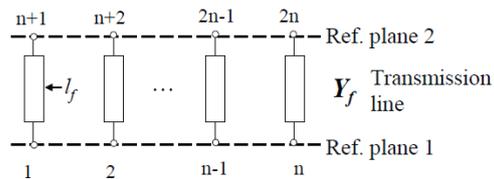


図3 位相回転用伝送線路

$$Y_a = \begin{pmatrix} Y_{a1,1} & Y_{a1,2} & Y_{a1,3} & \cdots & Y_{a1,n} \\ Y_{a2,1} & Y_{a2,2} & \cdots & \cdots & \vdots \\ Y_{a3,1} & \cdots & \ddots & \cdots & \vdots \\ \vdots & \cdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ Y_{an,1} & \cdots & \cdots & \cdots & Y_{an,n} \end{pmatrix} \quad (1)$$

はアレーアンテナのアドミタンス行列を示している. Y_a において相互アドミタンスの要素は $Y_{aj,i}$ (i, j は整数, $i \neq j$) である. $Y_{aj,i} = 0$ であればアンテナ j と i の間に結合がないことを示している. 本検討ではアンテナの

自己アドミタンス $Y_{ai,i}$ は基準アドミタンスに対し十分整合が取られているものとして仮定している。ここで、 $Y_{aj,i}$ が純虚数であると仮定すると、減結合の対象とするアンテナ j , j 間に符号が逆となるサセプタンス素子を接続することで相互結合を抑制することができる。純虚数となるサセプタンス素子を用いることで無損失の減結合回路を構成することができる。図1において、

$$Y_d = \begin{pmatrix} Y_{d1,1} & Y_{d1,2} & Y_{d1,3} & \cdots & Y_{d1,n} \\ Y_{d2,1} & Y_{d2,2} & Y_{d2,3} & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & & Y_{dn-1,n} \\ Y_{dn,1} & \cdots & & Y_{dn,n-1} & Y_{dn,n} \end{pmatrix} \quad (2)$$

は減結合回路のアドミタンス行列を表している。図1(b)の等価回路より、アンテナと減結合回路は並列に接続することになるため、アンテナに減結合回路を接続後の合成アドミタンス Y^0 は各々のアドミタンス行列の和として表せ、

$$Y' = Y_a + Y_d \quad (3)$$

となる。アンテナ素子間の減結合は減結合回路接続後のアドミタンス行列 Y^0 の非対角成分を0とすることで実現する。(3)の各要素を対角成分、非対角成分に分けて表せばそれぞれ、

$$Y'_{i,i} = Y_{ai,i} + Y_{di,i} \quad (4)$$

$$Y'_{j,i} = Y_{aj,i} + Y_{dj,i} \quad (5)$$

となる。アンテナの整合に影響を与えることなく減結合を行うためには、(4),(5)から、 $Y^0_{ii} = Y_{ai,i}$, $Y^0_{ji} = 0$ である必要がある。このことから、減結合回路のアドミタンス行列は

$$Y_{di,i} = 0 \quad (6)$$

$$Y_{dj,i} = -Y_{aj,i} \quad (7)$$

となる必要がある。(6),(7)を満たすように減結合回路を設計し、アンテナに接続することで、アンテナの整合に影響を与えること

なくアンテナ素子間の減結合が実現できる。

(2) 設計

まず n 素子アレーにおける減結合回路の設計法について説明する。アンテナの相互アドミタンスが純虚数の場合、減結合回路はMSLを用いたブリッジサセプタンスにより構成できる。無損失の伝送線路を用いることにより、減結合回路のアドミタンス行列 Y_d の各要素は

$$Y_{di,i} = \frac{1}{Z_d} \frac{\cos \beta_d l_d}{j \sin \beta_d l_d} \quad (8)$$

$$Y_{dj,i} = \frac{-1}{Z_d} \frac{1}{j \sin \beta_d l_d} \quad (9)$$

で表すことができる。ここで、 l_d は減結合のためにアンテナポート間に接続するブリッジラインの線路長である。 β_d はブリッジラインの位相定数であり、 Z_d はブリッジラインの特性インピーダンスである。2.で述べたとおり、アンテナの整合に影響を与えないために(6)が満たさなければならない。故に(8)より、 $\beta_d l_d = \pi/2 + n\pi$ ($n = 0, 1, 2, \dots$)

となる。このことから、ブリッジラインの線路長は制限され、 $l_d = \lambda g/2(1/2 + n)$ となる。

ここで、 λg は実効波長である。ブリッジラインの線路長は減結合の対象とするアンテナポート間距離を考慮することで決定される。

アンテナ素子間隔を d とすればブリッジラインの線路長 l_d は $l_d \geq d$ を満たさなければならない。この条件を満たす線路長 l_d

を決定することで、(9)から、減結合回路の相互アドミタンスの符号が決定される。すなわち、減結合回路の相互アドミタンスの符号はブリッジラインの線路長に依存して決まる。

ブリッジラインの線路長が決定することで、アンテナの相互アドミタンスを考慮することによりブリッジラインの特性インピーダンスが決定する。すなわち、ブリッジラインの線路長は $\beta_d l_d = \pi/2 + n\pi$ ($n = 0, 1, 2, \dots$)

であるから、(9)より、ブリッジ

ラインの相互アドミタンスの絶対値は $1/Z_d$ となる。また、アンテナのサセプタンスの絶対値を $\text{Im}\{Y_{aj,i}\}$ とすれば、(9) より、ブリッジラインの特性インピーダンスが $Z_d = 1/\text{Im}\{Y_{aj,i}\}$ となる。ここで、本提案法は相互アドミタンスが純虚数の場合のみ用いることができるが、ほとんどの場合相互アドミタンスが純虚数になることはない。そこで、図 2 に示すように、アンテナポートに直列に伝送線路を付加し、アレーアンテナのアドミタンスを変化させ、純虚数の相互アドミタンスを得るものとする。アンテナポートに直列に接続した伝送線路がアンテナポート間のアドミタンスの位相を回転させるため、伝送線路に適当な長さが与えられたとき、図 2 の基準面 1 から見た相互アドミタンスを純虚数とすることができる。図 3 に図 2 から位相回転用の伝送線路のみを抜粋した図を示す。ポート番号と基準面を図のようにする。位相回転用線路には MSL を用いるため、基準面 1 のポート i ($1 \leq i \leq n$) のアドミタンス行列は、

$$Y_{fi,i} = \frac{1}{Z_f} \frac{\cos \beta_f l_f}{j \sin \beta_f l_f} \quad (10)$$

$$Y_{fn+i,i} = \frac{-1}{Z_f} \frac{1}{j \sin \beta_f l_f} \quad (11)$$

$$Y_{fi,n+i} = Y_{fn+i,i} \quad (12)$$

$$Y_{fn+i,n+i} = Y_{fi,i} \quad (13)$$

となる。ここで、 Z_f は位相回転用の伝送線路の特性インピーダンスであり、 l_f は線路長、 β_f は特性インピーダンスである。伝送線路のアドミタンス行列を Y_f とすると、 Y_f は $2n \times 2n$ の行列となる。 Y_f は 4 個のサブマトリクスに分割でき、

$$Y_f = \begin{pmatrix} Y_{f11} & Y_{f12} \\ Y_{f21} & Y_{f22} \end{pmatrix} \quad (14)$$

となる。サブマトリクスは $n \times n$ の行列である。サブマトリクスの各要素は、

$$Y_{f11} = \begin{pmatrix} Y_{f1,1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & Y_{f2,2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & Y_{fn,n} \end{pmatrix} \quad (15)$$

$$Y_{f21} = \begin{pmatrix} Y_{fn+1,1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & Y_{fn+2,2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & Y_{f2n,n} \end{pmatrix} \quad (16)$$

$$Y_{f12} = \begin{pmatrix} Y_{f1,n+1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & Y_{f2,n+2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & Y_{fn,2n} \end{pmatrix} \quad (17)$$

$$Y_{f22} = \begin{pmatrix} Y_{fn+1,n+1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & Y_{fn+2,n+2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & Y_{f2n,2n} \end{pmatrix} \quad (18)$$

となる。以上の式を用いると、図 2 の基準面 1 において観測されるアドミタンス行列は

$$Y = Y_{f11} - Y_{f12}(Y_a + Y_{f22})^{-1}Y_{f21} \quad (19)$$

で表すことができる[3]。すなわち、(10)~(13) と (19) を用いて、相互アドミタンスが純虚数となる線路長 l_f が決定される。実際の設計では、先に位相回転用の線路を付加後の相互アドミタンス Y が純虚数となるような位相回転用線路の線路長 l_f の決定を行い、次に (11) に基づいたブリッジサセプタンスの設計を行うことになる。

4. 研究成果

図 4 に減結合の対象とするアンテナを示す。E 面方向に並んだ 4 素子パッチアレーであり、素子間隔は $0.51\lambda_g$ である。 $W1 = 140 \text{ mm}$, $L1 = 280 \text{ mm}$, $W2 = 65 \text{ mm}$, $L2 = 47.1 \text{ mm}$, $G = 14.5 \text{ mm}$, $D = 55 \text{ mm}$, $H = 1.6 \text{ mm}$ である。基板には PTFE 基板を用い、比誘電率 ϵ_r は 2.2 である。アンテナの動作周波数は 2.085 GHz である。

図 5 に提案回路構成法に基づき、3. 2 節での

検討で導出したパラメータを用いて製作した減結合回路を示す。減結合回路についても PTFE を利用した。図5 に示すように、全てのブリッジラインの線路長は $3\lambda_g/4$ となる。ブリッジラインはその線路長 l_d がアンテナ素子間隔 d よりも長くなるため、素子間に収まるよう曲折した形状となっている。

図6 にS パラメータの周波数特性を示す。アンテナは対称構造であるため、反射特性は S_{11}, S_{22} のみ示す。(a),(b) より、減結合回路接続後のS パラメータは接続前のものとよく

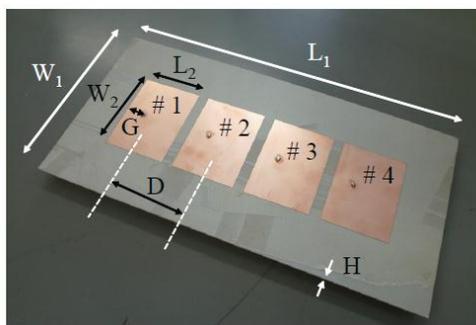


図4 パッチアレー

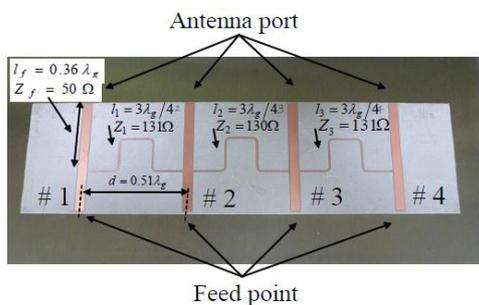


図5 設計した減結合回路

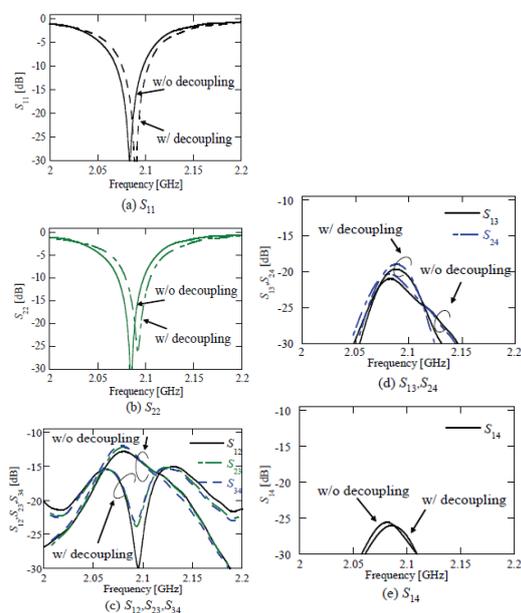


図6 Sパラメータの周波数特性

一致していることがわかる。また、減結合回路接続による帯域への影響は小さいことがわかる。閾値を -10 dB としたときの比帯域は 1.31% である。(c) より、減結合回路接続によってアンテナの共振周波数において隣接素子間結合が約 8 dB 以上低下していることがわかる。(d) は S_{13}, S_{24} , (e) は S_{14} を示している。ここで、これらのアンテナポート間の結合は減結合の対象としていない。(d),(e) より減結合回路は共振周波数において、減結合の対象としない結合特性に影響を与えないことがわかる。以上のことから、提案減結合回路が簡易な構造にもかかわらず、アンテナの整合に影響を与えずにアンテナポート間の減結合が実現できることがわかり、提案減結合回路の有効性が明らかとなった。

【参考文献】

- [1] Akira Kishida, Takehumi Hiraguri, Masakatsu Ogawa, Kentaro Nishimori, Naoki Honma, Tetsu Sakata, "A novel interference avoidance technique on mobile wireless routers using IEEE802.11n PSMP," IEICE Trans. Commun., Vol.E93-B, No.8, pp.2053-2062, Aug. 2010.
- [2] Kentaro Nishimori, Takehumi Hiraguri, Masakatsu Ogawa and Naoki Honma, "Development of Multi-Channel Ad-Hoc Network System," IEICE Trans. Commun., Vol.E94-B, No.3, pp.667-675, Mar. 2011.
- [3] J. Weber, C. Volmer, K. Blau, R. Stephan, Matthin A. Hein, "Miniaturized Antenna Arrays Using Decoupling Networks With Realistic Elements" IEEE Trans. Microw. Theory Tech., Vol. 54, No. 6, pp. 2733-2740, June 2006.
- [4] Shin-Chang Chen, Yu-Shin Wang, and Shyh-Jong Chug, "A Decoupling Technique for Increasing the Port Isolation Between Two Strongly Coupled Antennas", IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 56, no. 12, pp.3650-3658, Dec 2008.
- [5] J. Bach Andersen, et al, "Decoupling and Descattering Networks for Antennas", IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 24, pp.841-846, Nov 1976.
- [6] 佐藤浩, 小柳芳雄, "近接配置2素子モノポールアンテナの2周波数での低結合化検討", 信学技法, AP2010-69, pp.11-15, Sep 2010.
- [7] 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", 信学技法, AP2010-181, pp. 43-48, Mar 2011

5. 主な発表論文等

(研究代表者、研究分担者及び連携研究者には下線)

[雑誌論文] (計6件)

- [1] Naoki Honma, Kentaro Nishimori,

- Takefumi Hiraguri, and Yoshitaka Tsunekawa, "Non-iterative algorithm of MIMO adaptive array based on correlation matrix including parasitic antennas," IEICE Trans. Commun., Vol.E96-B, No.07, Jul. 2013 (to be published) 査読有
- [2] Naoki Honma, "Method of MIMO channel estimation between parasitic antenna arrays," IEEE Trans. Antennas and Propagat., Vol. 61, No.05, pp.2792-2800, May 2013 (DOI: 10.1109/TAP.2013.2244832) 査読有
- [3] Naoya Yamaki and Naoki Honma, "Decoupling technique for n-element linear array antenna using transmission lines between neighboring elements," IEICE Communications Express, Vol.1, No.7, pp.246-251, Dec.2012 (DOI: 10.1587/comex.1.246) 査読有
- [4] Naoki Honma, Kentaro Nishimori, Riichi Kudo, Yasushi Takatori, and Masato Mizoguchi, "Fast control method of parasitic antennas using non-iterative algorithm in multi-antenna system," IEEE Trans. Antennas and Propagat., Vol.60, No.4, pp.2044-2051, Apr. 2012 (DOI: 10.1109/TAP.2012.2186217) 査読有
- [5] Mitsuharu Obara, Naoki Honma, and Yuto Suzuki, "Fast S-parameter Calculation Technique for Multi-antenna System Using Temporal-spectral orthogonality for FDTD Method," IEICE Trans. Commun., Vol.E95-B, No.4, pp.1338-1344, Apr. 2012 (DOI: 10.1587/transcom.E95.B.1338) 査読有
- [6] Kosuke Kinami, Naoki Honma, and Kentaro Nishimori, "Single Antenna Relay System Using De-noise and Forward Scheme for MIMO Transmission," IEICE Trans. Commun., Vol.E95-B, No.1, pp.113-115, Jan. 2012 (DOI: 10.1587/transcom.E95.B.113) 査読有

[学会発表] (計 41 件)

- [1] 八巻直也, 本間尚樹, "隣接素子間減結合による MIMO チャネル容量の改善効果," 信学技報, AP2012-140, pp.99-104, 2013 年 1 月 24 日, 宮崎, ホテルメリージュ
- [2] Shumo Li, Naoki Honma and Naoya Yamaki, "Decoupling network comprising transmission lines and bridge resistance for two-element

- array antenna," 2012 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC 2012), Electric Proc. of APMC 2012, 3C4-04 702-704, 5 Dec. 2012, 高雄 Ambassador hotel, 台湾
- [3] Naoya Yamaki and Naoki Honma, "Design of Decoupling Network Considering Element Coupling in Array Antenna," 2011 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2011), Electric Proc. of ISAP 2011, 27 Oct. 2011, Jeju Lotte Hotel, Korea.
- [4] Naoki Honma, Kota Shishido, Kentaro Nishimori and Yoshitaka Tsunekawa, "Multi-antenna decoupling technique exploiting MISO channel on neighboring antennas," 2011 XXX URSI General Assembly and Scientific Symposium (URSI-GASS 2011), Electric Proc. of URSI-GASS 2011, 16 August 2011, ICEC Istanbul, Turkey

[産業財産権]

○出願状況 (計 1 件)

名称: 無線通信システム及びアレーアンテナ制御方法

発明者: 本間尚樹, 中村雄, 八重樫幸夫

権利者: 岩手大学

種類: 特許出願

番号: 特願 2012-167844

出願年月日: 2012 年 7 月 28 日

国内外の別: 国内

6. 研究組織

(1) 研究代表者

本間 尚樹 (HONMA NAOKI)

岩手大学・工学部・准教授

研究者番号: 70500718