

分岐アンテナ素子を用いた多周波数低結合化手法

佐藤 浩^{†,††a)} 小柳 芳雄[†] 小川 晃一^{†††} 高橋 応明^{††}

Multi-Band Decoupling Method Using Two-Branch Antennas

Hiroshi SATO^{†,††a)}, Yoshio KOYANAGI[†], Koichi OGAWA^{†††},
and Masaharu TAKAHASHI^{††}

あらまし 近年の無線端末では、映像等の大容量データを通信すべく、スループット向上が求められ、アンテナを複数使用する MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 技術が導入されている。複数の MIMO 用アンテナ素子を 1 箇所近接配置できれば、アンテナの占有体積を削減できるとともに、アンテナへの RF 線路による伝送損低減にも有利である。しかし、アンテナ間の結合による放射効率の劣化や、相関係数上昇によるスループットの減少が課題となる。この対策として、2 素子モノポールアンテナの給電点間にインダクタとキャパシタの並列回路を配置することで 2 周波数での低結合化を行う手法が提案されている。しかし、LTE に代表されるセルラシステムではより多くの周波数帯への対応が必要であり、より多周波数に対応した低結合化手法が必要となっている。本論文では、アンテナ素子の構造を分岐形状とすることで、アンテナ素子のアドミタンスを最適化し、給電点間に配置する低結合回路の部品点数を増加させずに組み合わせることで、3 周波数での低結合化を報告している。また本手法により、3 周波数でのアンテナ効率上昇及び相関係数低下を、電磁界シミュレーションと実測により確認したので報告する。

キーワード MIMO, アンテナ, 低結合回路, アンテナ効率, 相関係数

1. ま え が き

近年の無線端末では、映像等の大容量データの安定した通信や、通信容量の向上が求められている。そのため複数アンテナを使用する MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 技術 [1] が導入されている。高スループットを目指す MIMO 搭載端末においても、小形で高いデザイン性がユーザから望まれる。

例えば、 2×2 MIMO 用のアンテナ 2 素子を 1 箇所に集約して近接配置できれば、素子配置に必要な占有体積を削減できる。よってデザイン性向上が図れるとともに、無線部からアンテナへの RF 線路を短くできるため、伝送損低減の点でも有利である。しかし、こ

うした構成では、素子間の強い結合によるアンテナ効率の減少や、相関係数上昇が MIMO 効果を下げ、スループット減少が問題となる [2]。

この対策として文献 [3] では、近接配置した 2 素子モノポールアンテナの 2 周波数における結合軽減手法が提案されている。方法としては、2 素子アンテナのアドミタンス Y_{12} の実部と虚部を考慮し、給電点間にインダクタとキャパシタで構成される並列回路の集中定数部品を配置する。これにより 2 周波数での低結合化が可能となり、2 周波数でのアンテナ効率向上、相関係数低減を述べている。本手法によれば、給電点間にインダクタとキャパシタの 2 部品を使用することで結合対策が可能である。また従来の低結合化手法である文献 [4] と比べて、アンテナ素子単体の所望周波数での整合や、移相器が不要となる。

文献 [5] においても、近接した 2 素子アンテナに対して、同じくデカップリング回路とマッチング回路を配置し、低結合化かつ整合を得ている。しかし、デカップリング回路として、ポート間に接続するサセプタンス回路だけでなく、位相を制御するための伝送線路を配置する必要がある。よって文献 [3] のサセプタンス

[†] パナソニックモバイルコミュニケーションズ株式会社, 横浜市
Panasonic Mobile Communications Co., Ltd., 600, Saedochi, Tsuzuki-ku, Yokohama-shi, 224-8539 Japan

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

^{†††} 富山大学, 富山市
Toyama University, 3190 Gofuku, Toyama-shi, 930-8555 Japan

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

回路のみを用いる低結合化手法に比べて回路規模が大きくなってしまいう課題がある。また、低結合化する周波数を多周波数する場合、複数周波数で異なる所望の位相量を設定する必要がある。そのため、本手法は単一周波数を対象としたものである。

しかしながら、LTE (Long Term Evolution) [6] などの MIMO を必要とする無線方式においては、運用周波数バンドが複数存在する。そのため、これら多くの周波数帯に対応した多周波数低結合化手法が必要となる。

本論文では、2 素子 MIMO アンテナに関して、低結合化する周波数を、文献 [3] の 2 周波数から 3 周波数へと多周波数化する。その方法として、アンテナ素子形状をモノポールから 2 分岐形状にする手法を提案する。分岐アンテナ素子のアドミタンスを最適化し、2 周波数での低結合対策であった、給電点間に配置する 2 部品並列回路構成の低結合回路を増加させることなく、アンテナ素子と組み合わせることで、多周波数化が可能である。

本提案手法を用いることで、3 周波数でのアンテナ効率上昇及び相関係数低下を、電磁界シミュレーション [7] 及び実測により確認したので報告する。

2. 解析モデル

本論文では、セルラ通信規格である LTE [6] で運用されている、900 MHz, 1.7 GHz, 2.6 GHz の 3 周波数に対して低結合化を行う。

図 1 に解析モデルを示す。2×2MIMO を想定し、近接したアンテナ 2 素子で構成する。また各アンテナ素子は長さの異なる 2 分岐構成とする。長い素子の長さは 39.8 mm, 短い素子の長さは 25.1 mm, 素子幅

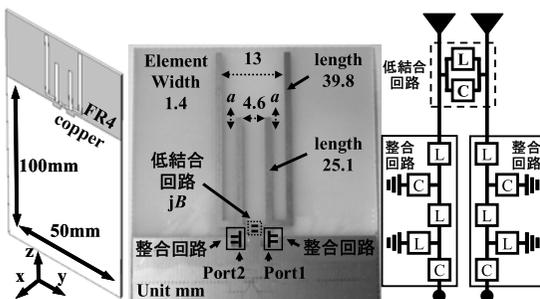


図 1 解析モデル (GND 板上 2 素子アンテナ)

Fig. 1 Analysis model (2-element antenna on the GND plane).

はともに 1.4 mm である。構造は左右対称とし、高さ 100 mm, 幅 50 mm, 厚さ 0.8 mm の片面銅版 FR-4 基板上に最近接距離 4.6 mm でアンテナ素子を配置する。また、解析モデルと同条件の実験モデルを作成した。

3. 3 周波数に対応したアンテナの低結合化

ここでは、所望 3 周波数に対応した近接 2 素子アンテナの低結合化を行う。

3.1 低結合化の条件

低結合化の条件は、給電点間で $Y_{12} = 0$ を満たすことである [3]。従来の移相器を用いた 1 周波数での低結合化手法 [4] では、複数周波数で所望の位相量を任意に調整することは困難である。またコストと実装面積削減の観点からも、移相器を用いないことが望ましい。そこで低結合化を 2 周波数に拡張した手法 [3] を用い、アンテナ素子の Y_{12} と、給電点間のサセプタンス jB の組合せのみで $Y_{12} = 0$ を得る。その条件は以下となる。

条件①：所望周波数でアンテナ素子単体の Y_{12} 実部が、ほぼ 0 mS となる素子形状を選ぶ。

条件②：所望周波数で Y_{12} 虚部と同値となるサセプタンス jB を給電点間に配置する。

この 2 条件を複数周波数で同時に満たすことが必要である [3]。

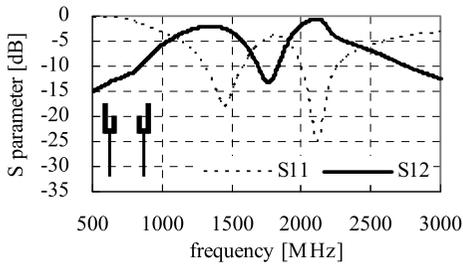
3.2 アンテナ素子の設計方法

図 2 に、図 1 解析モデルでの (a) S パラメータ S_{11} , S_{12} , (b) Y パラメータ Y_{12} の実部と虚部それぞれを示す。

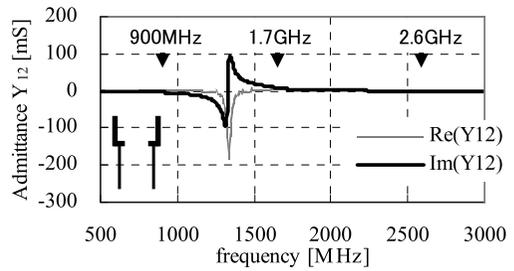
また、図 1 に示した 2 分岐アンテナに対して、図 3 (a) 長いアンテナ素子のみでの 2 素子、図 3 (b) 短いアンテナ素子のみでの 2 素子の Y パラメータを示す。図 2 (b) の Y パラメータ実部と虚部の 2 共振は、図 3 (b) の短い素子のみで得られる共振周波数が若干低周波数化するものの、図 3 (a) の長い素子のみで得られる共振周波数は、ほぼ一致しており、長さの異なるアンテナ素子単体の Y パラメータを合成したものとほぼ同等となるのが分かる。つまり長さの異なる各アンテナ素子は図 2 (b) の各共振周波数に対応しており、各素子長を可変させ、 Y_{12} の共振周波数の調整が可能である。

3.3 Y_{12} 実部に対する設計

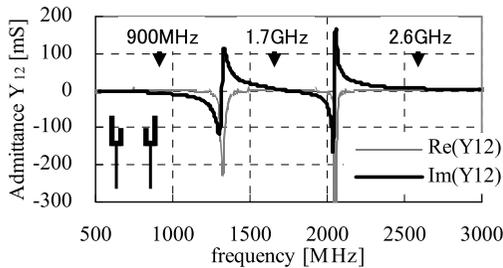
図 2 (b) に示すように、2 分岐アンテナ素子の長い素子長の調整で、所望周波数 900 MHz と 1.7 GHz 間に



(a) S-parameter (S_{11} , S_{12})

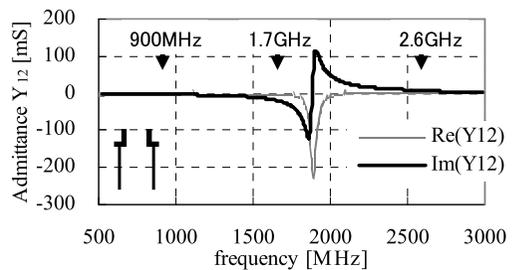


(a) Y-parameter (long elements)



(b) Y-parameter ($\text{Re}(Y_{12})$, $\text{Im}(Y_{12})$)

図2 SパラメータとYパラメータ
Fig.2 S-parameter and Y-parameter.



(b) Y-parameter (short elements)

図3 Yパラメータ
Fig.3 Y-parameter.

Y_{12} の共振 1.3 GHz を得、短い素子長の調整で、所望周波数 1.7 GHz と 2.6 GHz 間に Y_{12} の共振 2.1 GHz を得た。つまり Y_{12} の共振を所望 3 周波数の間に設定した。

両共振周波数では Y_{12} 実部がマイナス値となっているが、所望周波数帯域では $0 \pm 5 \text{ mS}$ の範囲の値となっている。すなわち Y_{12} の共振周波数を所望 3 周波数から意図的にずらすことで、低結合化の条件①、 Y_{12} 実部がほぼ 0 mS を得ることが可能である。

3.4 Y_{12} 虚部に対する設計

次に、 Y_{12} 虚部に注目し、低結合回路を給電点間に配置することで低結合化を行う。

3.4.1 900 MHz と 1.7 GHz における設計

まずはじめに、 Y_{12} の共振 1.3 GHz を挟み、低周波側と高周波側となる 900 MHz と 1.7 GHz で低結合化を行う。

$$B = \omega C - \frac{1}{\omega L} \quad (1)$$

$$L = \frac{(\omega_2 + \omega_1)(\omega_2 - \omega_1)}{\omega_1 \omega_2 (\omega_1 B_2 - \omega_2 B_1)} \quad (2)$$

$$C = \frac{\omega_2 B_2 - \omega_1 B_1}{(\omega_2 + \omega_1)(\omega_2 - \omega_1)}$$

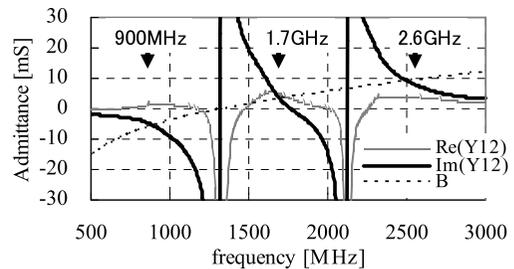


図4 Y_{12} と低結合回路のサセプタンス B
Fig.4 Y_{12} and Susceptance of decoupling circuit.

低結合回路導出は文献 [3] より、式 (1) において、所望周波数 1 (角周波数 ω_1) のアンテナ素子 Y_{12} 成分のサセプタンス B_1 、所望周波数 2 (角周波数 ω_2) のアンテナ素子 Y_{12} 成分のサセプタンス B_2 を 2 周波数同時に満たす必要がある。よって式 (2) より、インダクタ L とキャパシタ C の並列回路を導出し、低結合回路とする。

図 2 (b) における 900 MHz と 1.7 GHz のサセプタンス値 $B_1 = -5.86 \text{ mS}$ と $B_2 = +2.40 \text{ mS}$ を式 (2) に代入し、 $L = 17.8 \text{ nH}$ と $C = 0.7 \text{ pF}$ の並列回路を得た。

図 4 に、低結合回路であるインダクタとキャパシタ

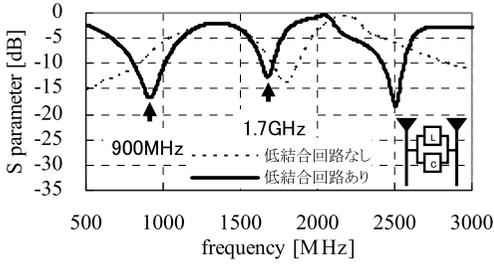


図5 低結合回路の有無での S_{12}
Fig. 5 S_{12} with or without decoupling circuit.

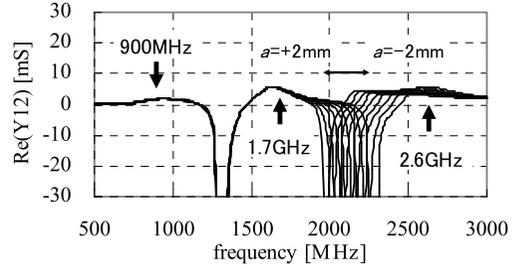
の並列回路のサセプタンス B を示すとともに、アンテナ 2 素子間の Y_{12} を示す。また図 5 には、低結合回路を給電点間に配置有無での S_{12} を示す。図 4 より、900 MHz と 1.7 GHz で Y_{12} 実部がほぼ 0 mS であり、かつ Y_{12} 虚部と低結合回路のサセプタンス B が一致している。つまり低結合化の条件①と条件②を満たしている。この結果、図 5 の S_{12} は低結合回路を配置することで、900 MHz と 1.7 GHz で -10 dB 以下となり、低結合化されていることが確認できる。

3.4.2 2.6 GHz における設計

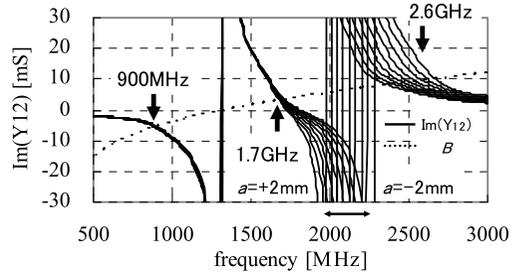
図 4 より、所望周波数 2.6 GHz では Y_{12} 実部は 0 mS に近い値であるが、 Y_{12} 虚部と低結合回路のサセプタンス B は 2.5 GHz で交わり、同値となっている。よって図 5 の S_{12} は 2.5 GHz で低減され、2.6 GHz では低減されていない。そこでアンテナ素子の Y_{12} 虚部が、900 MHz、1.7 GHz 用低結合回路であるインダクタとキャパシタの並列回路のサセプタンス B と 2.6 GHz においても一致するよう、アンテナ素子形状を調整する。方法としては、短いアンテナ素子長を変更し、900 MHz、1.7 GHz の Y_{12} 実部と虚部と 2.6 GHz の Y_{12} 実部は極力変化させず、2.6 GHz の Y_{12} 虚部を調整する。これにより 3 周波数での低結合化共用を図る。

図 6 に図 1 の全長 25.1 mm の短い素子の a 部分の長さを $+2 \sim -2$ mm で 0.5 mm 刻みに可変させたときの Y_{12} を示す。 a 部分を短くすることで Y_{12} の実部と虚部の共振周波数は高周波側に移動する。また 900 MHz と 1.7 GHz の実部と虚部ともに、変動は微小であることが確認できる。よって 3.4.1 で導出した低結合回路による 900 MHz と 1.7 GHz での低結合効果は維持しつつ、2.6 GHz での低結合化も実現可能となる。

図 6(b) より、図 1 の a 部分の長さ -1 mm (短い素子長 24.1 mm) のとき、2.6 GHz でのアンテナ素子の Y_{12} 虚部と低結合回路のサセプタンス B が一致し



(a) $\text{Re}(Y_{12})$



(b) $\text{Im}(Y_{12})$

図 6 素子長可変時の Y_{12}

Fig. 6 Y_{12} of changing about short element's length.

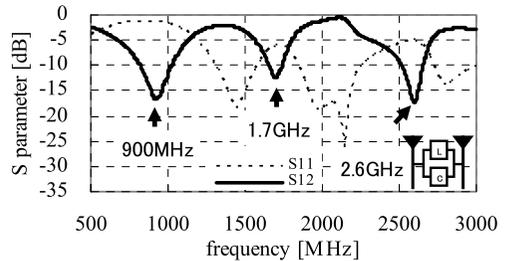


図 7 低結合回路配置時の S パラメータ ($a = -1$ mm)
Fig. 7 S-parameter with decoupling circuit ($a = -1$ mm).

ている。

この a 部分の長さ -1 mm のときのアンテナ給電点間に、3.4.1 で 900 MHz と 1.7 GHz 用に導出した $L = 17.8$ nH と $C = 0.7$ pF の並列回路の低結合回路を配置する。またこの状態での S パラメータを図 7 に示す。アンテナ素子長調整前の図 5 の S_{12} と比較し、低結合周波数が 2.5 GHz から 2.6 GHz になっていることが確認できる。また 900 MHz と 1.7 GHz に対しても、素子長調整前の S_{12} の共振周波数、抑圧量は維持されている。これより所望 3 周波数で S_{12} が -10 dB 以下の低結合化が得られた。

表 1 3 モデルの各種条件
Table 1 Various conditions of 3 models.

| | 素子数 | 結合対策 | 結合 (S12) | 整合 (S11) |
|------|-----|------|----------|----------|
| モデル① | 1素子 | --- | --- | -10dB以下 |
| モデル② | 2素子 | 対策なし | 規定なし | -10dB以下 |
| モデル③ | 2素子 | 対策あり | -10dB以下 | -10dB以下 |

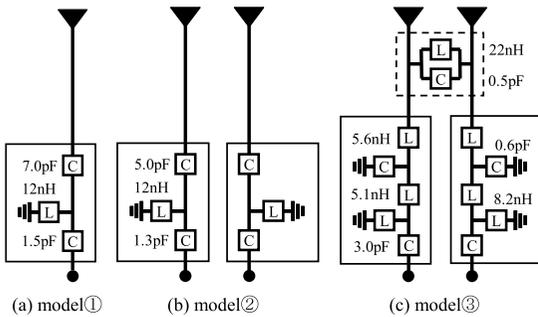


図 8 回路構成
Fig. 8 Circuit constants.

4. 低結合化によるアンテナ効率と相関係数

ここでは、図 1 の解析モデルの *a* 部分の長さ -1 mm (短い素子の全長 24.1 mm) において、表 1 に示す 3 モデルを比較することで低結合化の有効性を確認する。

モデル① (アンテナ 1 素子のみ): 片方のアンテナ素子を削除し 1 素子のみとし、所望 3 周波数で S_{11} を -10 dB 以下の整合を得たもの。

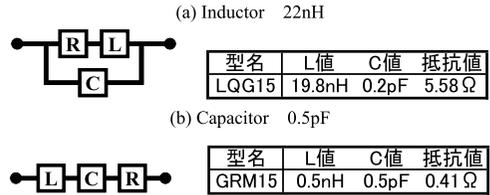
モデル② (アンテナ 2 素子, 結合対策なし): 低結合回路を配置せず, 両給電点に整合回路を配置し, 所望 3 周波数で S_{11} と S_{22} が -10 dB 以下の整合を得たもの。

モデル③ (アンテナ 2 素子, 結合対策あり): 給電点間に低結合回路を配置し, かつ両給電点に整合回路を配置し, S_{12} かつ S_{11} と S_{22} を -10 dB 以下にし, 低結合かつ整合を得たもの (提案方法)。

モデル①は 1 素子構成で結合損失が生じないため, 理想解と捉えることができる。

図 8 に各モデルの回路構成を示す。(b) モデル②と (c) モデル③は, 回路構成, 定数ともに対称構造とした。整合回路の設計には, 所望周波数での整合回路を自動生成する, Agilent 高周波回路シミュレータ Advanced Design System [8] の Impedance Matching Utility を用いた。整合回路及び低結合回路は村田製インダクタ LQG15 シリーズとキャパシタ GRM15 シリーズを使用し, これら集中定数素子の損失を考慮し

表 2 インダクタ・キャパシタの等価回路と電気定数
Table 2 Equivalent circuit and Electric constant.



た [9]. そのため, 低結合回路は理想定数の 17.8 nH と 0.7 pF ではなく, 22 nH と 0.5 pF を用いた。表 2 に, 低結合回路で用いた 22 nH と 0.5 pF の等価回路と値を示す [9]. 値は 1.7 GHz のものである。市販部品は, 定数が離散的, かつ, 寄生の抵抗, インダクタ, キャパシタが発生するため, 理想定数と異なる値を選択した。これにより, S_{12} の共振が所望 3 周波数より微小に移動するが, 3 周波数で S_{12} が -10 dB 以下を満たしている。

図 9 に, 各モデルの *S* パラメータの実測値, シミュレーション値を示す。全モデルともに所望 3 周波数で S_{11} が -10 dB 以下の性能が得られており, 整合がとれていることが分かる。また, モデル③では所望 3 周波数で S_{12} が -10 dB 以下となり, 低結合化が実現できている。また実測値, シミュレーション値の傾向の一致も確認でき, 計算結果の妥当性が証明された。

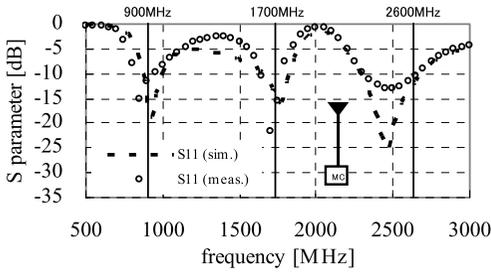
4.1 結合とアンテナ効率

表 3 に, モデル②とモデル③での結合 (S_{12}) を, 表 4 に, 全モデルのアンテナ効率を示す。

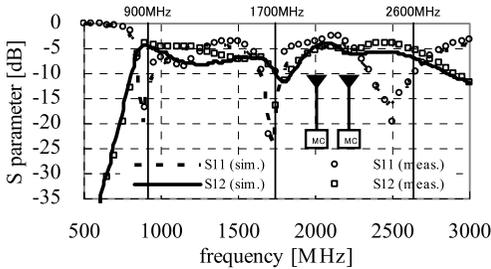
モデル②に対してモデル③では低結合回路により, 結合が 900 MHz で 8.2 dB , 1.7 GHz で 8.4 dB , 2.6 GHz で 7.7 dB と 3 周波数全てで低減され, アンテナ効率が 900 MHz で 2.8 dB , 1.7 GHz で 0.2 dB , 2.6 GHz で 0.9 dB 改善していることが確認できる。これは, 実験結果及び計算結果で同様の傾向である。ただし, モデル③のアンテナ効率はモデル①には及ばない。これは本低結合対策により, 全 3 周波数でアンテナ効率が改善したものの, 結合が生じない 1 素子には及ばないことを表している。そこで, 次節にて, このアンテナ効率劣化の要因分析を行う。

4.2 アンテナ効率の損失要因

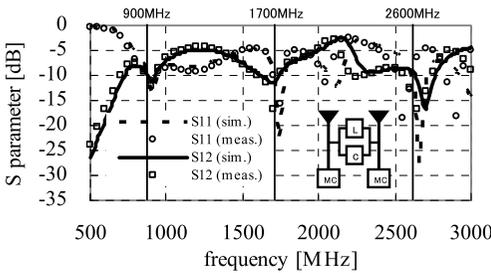
表 5 に, 3 周波数における, アンテナ効率と各損失電力を示す。アンテナ効率は, 有能電力より全損失電力を引いた電力と, 有能電力の除算で定義する。また各損失電力は, インピーダンス不整合による損失 (P_m),



(a) model① : 1-elemt with matching circuit.



(b) model② : 2-elemt with matching circuit.



(c) model③ : 2-elemt with matching and decoupling circuit.

図 9 S パラメータ
Fig. 9 S-parameter.

結合より他ポート負荷で消費される損失 (P_d), 整合回路と低結合回路の抵抗成分での損失 (P_Ω), 誘電体損での損失 (P_{die}), 導体損での損失 (P_{con}) より算出する [10]. また, 各損失電力は, 印加した有能電力が 1 W と仮定し, 導出した.

ここでは特に, 表 4 にて低結合対策によるアンテナ効率改善量が最大であった (a) 900 MHz で考察を行う.

3 モデルともに S_{11} が -10 dB 以下の整合状態のため, P_m の損失電力は 0.1 W 以下に抑えられている. モデル②は, 強結合により結合損失 P_d が 0.37 W で

表 3 結合 (S_{12})

Table 3 Coupling (S_{12}).

| | | 900MHz | 1.7GHz | 2.6GHz |
|------|-------|---------|---------|---------|
| モデル② | sim. | -4.4dB | -8.4dB | -6.9dB |
| | meas. | -3.9dB | -8.2dB | -5.0dB |
| モデル③ | sim. | -10.9dB | -11.3dB | -10.3dB |
| | meas. | -12.1dB | -16.6dB | -12.7dB |

表 4 アンテナ効率

Table 4 Antenna efficiency.

| | | 900MHz | 1.7GHz | 2.6GHz |
|------|-------|--------|--------|--------|
| モデル① | sim. | -1.0dB | -0.4dB | -0.4dB |
| | meas. | -1.6dB | -0.9dB | -0.9dB |
| モデル② | sim. | -5.3dB | -1.3dB | -1.9dB |
| | meas. | -6.3dB | -1.9dB | -2.5dB |
| モデル③ | sim. | -3.1dB | -1.2dB | -1.0dB |
| | meas. | -3.5dB | -1.7dB | -1.6dB |

表 5 アンテナ効率と損失要因

Table 5 Antenna efficiency and loss due to each factor.

(a) 900MHz

| | モデル① | モデル② | モデル③ |
|----------------------------|--------|--------|--------|
| アンテナ効率 (meas.) | -1.6dB | -6.3dB | -3.5dB |
| アンテナ効率 (sim.) | -1.0dB | -5.3dB | -3.1dB |
| P_Ω : オーム損失 | | | |
| 低結合回路 | --- | --- | 0.20W |
| 整合回路 | 0.17W | 0.30W | 0.17W |
| P_d : 結合損失 | --- | 0.37W | 0.08W |
| P_m : 整合損失 | 0.03W | 0.03W | 0.05W |
| $P_{die}+P_{con}$: 誘電・導体損 | 0.00W | 0.01W | 0.01W |

(b) 1.7GHz

| | モデル① | モデル② | モデル③ |
|----------------------------|--------|--------|--------|
| アンテナ効率 (meas.) | -0.9dB | -1.9dB | -1.7dB |
| アンテナ効率 (sim.) | -0.4dB | -1.3dB | -1.2dB |
| P_Ω : オーム損失 | | | |
| 低結合回路 | --- | --- | 0.01W |
| 整合回路 | 0.02W | 0.03W | 0.04W |
| P_d : 結合損失 | --- | 0.14W | 0.07W |
| P_m : 整合損失 | 0.05W | 0.03W | 0.06W |
| $P_{die}+P_{con}$: 誘電・導体損 | 0.02W | 0.06W | 0.06W |

(c) 2.6GHz

| | モデル① | モデル② | モデル③ |
|----------------------------|--------|--------|--------|
| アンテナ効率 (meas.) | -0.9dB | -2.5dB | -1.6dB |
| アンテナ効率 (sim.) | -0.4dB | -1.9dB | -1.0dB |
| P_Ω : オーム損失 | | | |
| 低結合回路 | --- | --- | 0.01W |
| 整合回路 | 0.01W | 0.02W | 0.04W |
| P_d : 結合損失 | --- | 0.20W | 0.09W |
| P_m : 整合損失 | 0.06W | 0.09W | 0.03W |
| $P_{die}+P_{con}$: 誘電・導体損 | 0.02W | 0.04W | 0.04W |

あるが, モデル③は, 低結合回路配置により, 0.08 W に抑えられ, アンテナ効率向上の主因となっている. しかしながら, 低結合回路によってオーム損 P_Ω が 0.20 W 新たに生じている.

図 10 にモデル②とモデル③のポート 2 に 900 MHz 正弦波を印加した場合の電流分布を示す. また図 11

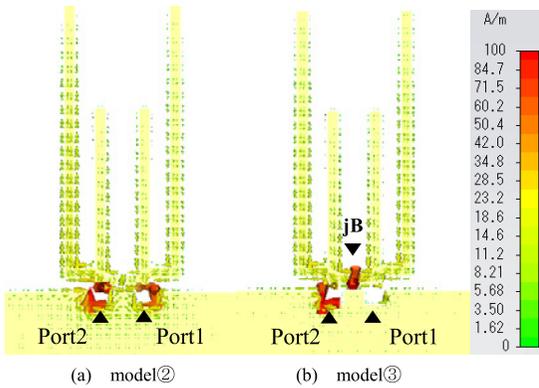


図 10 電流分布 (900 MHz)

Fig.10 Current distribution. (900 MHz)

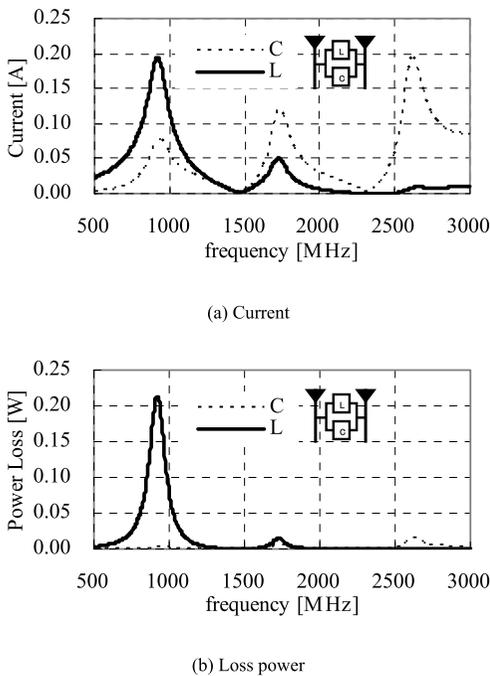


図 11 低結合回路における電流量と損失電力

Fig.11 Current and Loss power on decoupling circuit.

に、ポート 1 に 1 W 印加時の、低結合回路に流れる電流値と消費電力をインダクタ、キャパシタそれぞれに示す。図 10 より、モデル③では低結合化によりポート 1 への電流流入抑圧が確認できる。一方、図 10、図 11 より、低結合化した 3 周波数ともに、低結合回路に流れる電流が増大している。得に 900 MHz では、キャパシタよりも高い抵抗分をもつインダクタへ支配的に電流が流れており、損失電力が合計 0.20 W 発生して

いる。すなわち、低結合回路に抵抗分が存在する場合、低結合回路でのオーム損が多く発生することとなる。

モデル③がモデル②より高アンテナ効率である理由は、低結合回路による結合損の低減効果が、低結合回路で発生する損失を上回っているためである。また低結合化したモデル③が、結合の生じない理想解であるモデル①のアンテナ効率に及ばない理由は、除去しきれない結合による結合損失と、低結合回路のオーム損発生が主因である。この傾向は 1.7 GHz、2.6 GHz においても同様である。

なお、より抵抗成分の少ない部品の使用により、アンテナ効率の向上が期待できる [3]。

4.3 相関係数とアンテナ指向性

相関係数は、アンテナの複素指向性の類似性の指標であり、アンテナ効率とともに MIMO 通信の重要な性能指標である。一般に両アンテナの全立体角の振幅、位相指向性を用いて、式 (3) を用いて導出する [11]。\$E_{\theta 1}\$, \$E_{\theta 2}\$, \$E_{\phi 1}\$, \$E_{\phi 2}\$ は \$\theta\$ 成分、\$\phi\$ 成分のアンテナ 1、アンテナ 2 の複素電界指向性である。また \$\Omega\$ は球面座標系における座標点 \$(\theta, \phi)\$ を表し、\$d\Omega = \sin\theta d\theta d\phi\$ である。\$P_{\theta}\$, \$P_{\phi}\$ はアンテナに入射する到来波の \$\theta\$ 成分、\$\phi\$ 成分に対する電力密度関数であり、\$P_{\theta} = P_{\phi} = 1/(4\pi)\$ とし、等方性の電力分布とする。\$XPR\$ は交差偏向比であり、\$XPR = 1\$ (0 dB) として、シミュレーションより導出した複素指向性より計算した。本論文では、端末の使用形態を限定せず、様々な使用形態での総合的なアンテナ性能尺度であるアンテナ効率に基づく評価を行った。相関係数についても同様の考え方を適用するため、到来波が一様分布である場合を想定した。

$$\rho_e =$$

$$\frac{\left| \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} (XPR \cdot E_{\theta 1} \cdot E_{\theta 2}^* \cdot P_{\theta} + E_{\phi 1} \cdot E_{\phi 2}^* \cdot P_{\phi}) d\Omega \right|^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} (XPR \cdot E_{\theta 1} \cdot E_{\theta 1}^* \cdot P_{\theta} + E_{\phi 1} \cdot E_{\phi 1}^* \cdot P_{\phi}) d\Omega \times \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} (XPR \cdot E_{\theta 2} \cdot E_{\theta 2}^* \cdot P_{\theta} + E_{\phi 2} \cdot E_{\phi 2}^* \cdot P_{\phi}) d\Omega} \quad (3)$$

図 12、表 6 に、モデル②、モデル③の相関係数を示す。表 6 より低結合回路を付加することで、相関係数が所望 3 周波数全てで低減し、低相関化している。

図 13 に、モデル②とモデル③における \$xy\$ 面指向性パターンを示す。周波数は、表 3 よりシミュレーションにおいて 3 dB 以上の結合改善が得られた 900 MHz、2.6 GHz で示す。ここでの指向性は図 1 の Port1 を励振、Port2 は 50 \$\Omega\$ 終端とした場合である。モデルは対

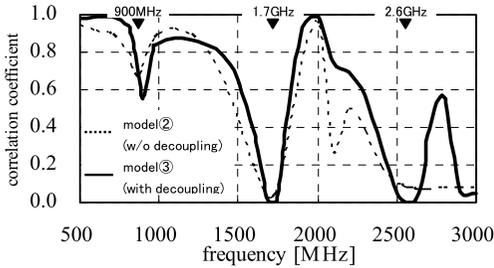


図 12 相関係数
Fig. 12 Correlation coefficient.

表 6 相関係数
Table 6 Correlation coefficient.

| | 900MHz | 1.7GHz | 2.6GHz |
|------|--------|--------|--------|
| モデル② | 0.72 | 0.02 | 0.07 |
| モデル③ | 0.55 | 0.00 | 0.00 |

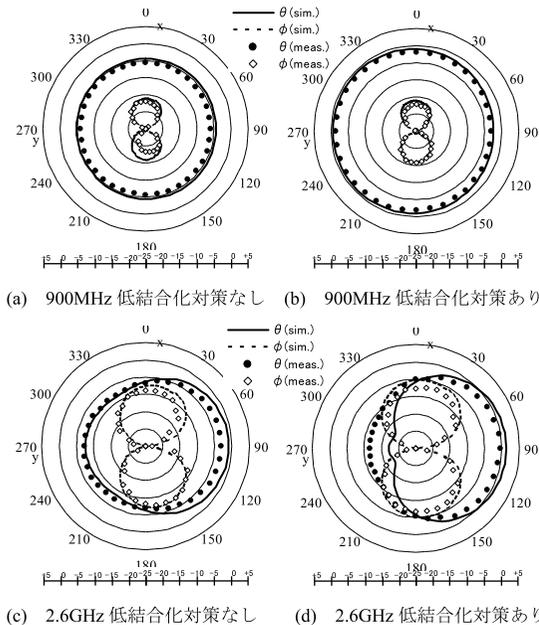


図 13 xy 面指向性パターン (+5~-25 dBi)
Fig. 13 Radiation pattern. (xy plane)

称構造のため、Port2 を励振した状態の指向性は、図の左右対称形状となる。

低結合対策により、利得向上が得られるとともに、垂直成分指向性が、左右で異なる方向にピークをもつ。よってアンテナ間でより異なった指向性となり、このことが低結合対策による低相関化の要因と考えられる。

5. むすび

本論文では、近接した 2 素子アンテナの低結合化を 3 周波数化する検討を行った。

アンテナ素子形状をモノポールから 2 分岐形状とし、所望 3 周波数から Y_{12} の共振周波数を意図的にずらした 2 共振を得る。かつ、短いアンテナ素子の長さを可変させ Y_{12} を微調することで、移相器を用いずに、インダクタとキャパシタの 2 部品並列回路構成からなる低結合回路のみで、低結合化する周波数を 2 周波数から 3 周波数へと多周波数化した。

本手法により、低結合対策を施していない近接 2 素子アンテナと比較し、結合 (S_{12}) が 900 MHz で 8.2 dB、1.7 GHz で 8.4 dB、2.6 GHz で 7.7 dB 改善された。これに伴い、アンテナ効率が、900 MHz で 2.8 dB、1.7 GHz で 0.2 dB、2.6 GHz で 0.9 dB 向上した。また相関係数に関しても所望 3 周波数での低減を確認した。

今後の課題として、低結合化する周波数の更なる多周波数化、広帯域化や、低結合回路で発生する損失を抑えた低結合化手法の検討が必要である。

文 献

- [1] I.E. Teletar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," Tech. Rep., AT&T-Bell Labs, June 1995.
- [2] 阪口 啓, 高田潤一, "MIMO 伝搬特性の測定装置・測定方法・解析方法・モデル化," 信学論 (B), vol.J88-B, no.9, pp.1624-1640, Sept. 2005.
- [3] 佐藤 浩, 小柳芳雄, 小川晃一, 高橋忠明, "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.
- [4] S.-C. Chen, Y.-S. Wang, and S.-J. Chung, "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] 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-P2011-181, March 2011.
- [6] The 3rd Generation Partnership Project (3GPP), 3GPP TS 36.101 V8.12.0 http://www.3gpp.org/ftp/Specs/latest/Rel-8/36_series
- [7] CST MICRO WAVE STUDIO <http://www.cst.com/>
- [8] Advanced Design System <http://www.agilent.com/find/eesof-ads>
- [9] Murata Chip S-Parameter and Impedance Library http://www.murata.com/products/design_support/mcsil/
- [10] 小川晃一, 林 俊光, 山本 温, "最適整合による MIMO

ダイポールアレーの伝送容量最大化とそのメカニズム解析,” 信学技報, A-P2010-5, April 2010.

- [11] K. Ogawa, T. Matsuyoshi, and K. Monma, “An analysis of the performance of a handset diversity antenna influenced by head, hand, and shoulder effects at 900 MHz: Part II—Correlation characteristics,” IEEE Trans. Veh. Technol., vol.50, no.3, pp.845–853, May 2001.

(平成 25 年 1 月 4 日受付, 4 月 2 日再受付)



高橋 応明 (正員: シニア会員)

平元東北大・工・電気卒. 平 6 東工大大学院博士課程了. 同年武蔵工大・工・電気・助手. 同年講師を経て, 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, RLSA, 環境電磁工学, 人体と電磁波の相互作用の研究に従事. 工博. IEEE シニア会員.



佐藤 浩 (正員)

平 10 武蔵工大・工・電子通信卒. 平 12 同大大学院電気工学専攻修士課程了. 現在, パナソニックモバイルコミュニケーションズ (株) 主任技師. 千葉大学大学院博士後期過程在学中. 平 24 本会通信ソサイエティ論文賞 (優秀論文賞) 受賞.



小柳 芳雄 (正員)

平元電通大・電気通信・応用電子卒. 同年松下通信工業 (株) 入社. 以来, デジタル携帯電話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の研究に従事. 平 15 千葉大大学院博士後期課程了. 現在, パナソニックモバイルコミュニケーションズ (株) 参事. 工博. IEEE 会員.



小川 晃一 (正員)

昭 54 静岡大・工・電気卒. 昭 56 同大大学院修士課程了. 同年松下電器産業 (株) (現パナソニック (株)) 入社. 以来, 研究開発部門において, マイクロ波・ミリ波機器, 衛星通信無線システム, 移動体通信アンテナ・高周波部品の研究に従事. デンマーク・オールボー大学客員教授 (平 17). 千葉大学・非常勤講師 (平 12~16) 及び特任教授 (平 15~平 20). 兵庫県立大学・非常勤講師 (平 21). 富山大学・工・教授 (平 22). 工博 (東工大). 平 2 オーム技術賞. 平 13 テレコムシステム技術賞受賞. 平 19 ISAP2007 Paper Award 受賞. 平 21 本会 Best Paper Award 受賞. IEEE シニア会員.