

モーメント法を用いたカードサイズ板状ループアンテナの最適化問題

石井 望<sup>†</sup>      伊藤 精彦<sup>†</sup>

An Optimization for a Card-Sized Planar Loop Antenna Using the Moment Method

Nozomu ISHII<sup>†</sup> and Kiyohiko ITOH<sup>†</sup>

あらまし 無線呼出し受信機用のカードサイズ板状ループアンテナ (CPLA) は、絶対利得が  $-20$  dBi 以下と非常に小さい。このため、アンテナの大きさを変えずに、CPLA の受信感度を改善することが望まれている。本論文では、二つの給電点を設定し、任意の電圧値を給電可能とした場合について、CPLA の受信感度を最適化する電圧値を理論的に考察している。最適化は、受信感度に関連する特性量に関して、モーメント法ならびにそれに関する最適化の手順を利用して行っている。また、放射効率、受信機の使用状態を考慮した3通りの平均化利得について最適化の計算を行い、受信感度の改善するために最適化の対象とすべき特性量について検討を行っている。更に、最適解である同相モード、逆相モードの性質について、1点給電の場合と比較している。

キーワード 板状ループアンテナ、小形アンテナ、モーメント法、最適化、平均化利得

1. まえがき

無線呼出し受信機に内蔵されるカードサイズ板状ループアンテナ (CPLA) は、カードの大きさが使用波長の  $1/10$  以下、厚みが  $1/100$  以下であり、絶対利得は  $-20$  dBi 以下と非常に小さい。このため、内蔵されるアンテナの受信感度の改善が望まれている。

CPLA は電気的小形アンテナの範ちゅうに分類され [1]、リターンロスが大きく、放射効率および絶対利得が小さく、帯域幅が狭いという電気の特徴をもっている [2]~[4]。1点給電形の CPLA では、給電点および短絡点の位置を変え、アンテナ自体の受信感度を最大とすることができる。その結果、板上の向かい合う頂点にそれぞれ給電点および短絡点を配置すればよいことが知られている [5]。一方、給電点および短絡点の配置を工夫することによって整合を実現することも可能であるが、2点間の距離が非常に短くなるため、放射効率、絶対利得が低下する。このため、対向する頂点に給電点および短絡点を配置し、アンテナ自体の受信感度を保ちつつ、外部整合回路を利用して整合を実現することがある [2]。

板の形状を変えずに CPLA の受信感度を改善する

ために、筆者らは次の二つのアプローチを試みている。一つは、偏波ダイバーシチによる受信感度の向上に関する試みで、アンテナ内部に FET スイッチを設け、直交する二つの直線偏波を断続的に受信する「偏波切換えアンテナ」のアプローチである [5]。もう一つは、アンテナに2個以上の受信ポートを設け、それらのポートにおける電圧値を受信感度が良くなるように設定する試みで、本論文で論ずる「モーメント法を利用した最適化問題」のアプローチである。

アンテナの特性は構造および給電電圧を与えることで一意的に決定される。このうち、給電情報に関する拘束条件をはずし、各ポートで任意の給電が可能であると想定する。このとき、与えられたアンテナ構造について、特性量の最適値、すなわち、最大値若しくは最小値を算出することによって、その理論的境界を明らかにできる。この種の境界論については、Chu および Harrington らによって全方位アンテナに関して議論されている [6]~[8]。しかしながら、彼らの結果はアンテナが電気的に無限に小さいと仮定して得られたものであり、実際のアンテナに直ちに適用することはできない。この点をふまえ、本論文では実際に給電可能なポートの電圧にのみ自由度を与え最適化を行うが、従前の方法では給電に関する制約条件はない。

本論文では、対向する二つの頂点に給電点を設けた2点給電形の CPLA に対して最適化問題を適用する。

<sup>†</sup> 北海道大学大学院工学研究科, 札幌市  
Graduate School Engineering, Hokkaido University, Sapporo-shi,  
060 Japan

すなわち、モーメント法およびそれに関する最適化手順を利用して、受信感度を改善するために有為な電流がアンテナ上に励振されるように給電電圧値を決定する。

最適化問題では、結果として、ある特性量のみを最適化するような電圧値が与えられるため、他の特性量が必ずしも最適化されていない。最悪の場合、他の特性量が著しく低下することもありうる。本論文では、受信環境を考慮したうえで、最適化すべき特性量として平均化利得 (MEG) について検討を加え、その結果に対して考察を行う。

上で得られた結果をもとにして、実際に行われていた給電方法の有効性を定量的に評価した。

## 2. 最適化の手順

CPLA を図 1 に示す。本論文では、板の部分をワイヤグリッドで近似し [2],[3], Richmond のモーメント法 [2],[3],[9],[10] を適用して解析を行う。筆者らは、この手法を用いて CPLA の入力インピーダンスおよび放射効率を評価し、実験結果と比較することで、その妥当性を確認している [2]~[4]。ここでは、2枚の板に平行でその中点を通過する面を電気壁と考え、像理論を利用して、行列の次元をほぼ半減して計算を行う [11]。このことは、電気壁面で存在可能な電流のみを採用することにほかならず、最適化問題を解く際、実現不可能な最適解を予め除去することに対応する。

ワイヤグリッド近似された CPLA のモーメント法に関する行列方程式は、ワイヤグリッドを構成する多数の展開ダイポールをポートとする回路網方程式である。従って、この行列方程式に最適化問題を適用すると、実際には給電不可能な板上の点にポート電圧を想定することとなり、実現不可能な最適解が得られる可

能性がある。これを回避するために、モーメント法の行列方程式を、給電可能なポートのみに関する回路網方程式に変形しておく [12]。

$$[z][i] = [v] \tag{1}$$

式 (1) の導出にあたっては、板上のすべてのポート電圧が 0 であると仮定する。モーメント法において、一般化電流ベクトル  $[I]$  に関するエルミート形式の比の形で表現される特性量は、給電可能なポートのみを成分とするポート電圧ベクトル  $[v]$  に関するエルミート形式の比の形で表現できる [12]。すなわち、 $[a]$  をエルミート行列、 $[b]$  を正値エルミート行列として、特性量  $\rho$  は次のように記述できる。

$$\rho = \frac{[v^*]^T [a] [v]}{[v^*]^T [b] [v]} \tag{2}$$

ここで、\* は複素共役、 $T$  は転置を表す。任意の  $[v]$  が実現可能のとき、式 (2) の最適値は次の一般化固有値問題の最大若しくは最小固有値で与えられる [13]。

$$[a][v] = \rho [b][v] \tag{3}$$

最適値を実現するポート電圧  $[v]$  は、そのときの固有値に属する固有ベクトルによって与えられる。

以下に、各特性量の  $[v]$  に関するエルミート形式の比による表現、ならびに、最適値を計算するための一般化固有値問題に関する特性方程式を列挙する。

### (i) 放射効率の最大化

$$e_{rad} = \frac{[v^*]^T [r^0][v]}{[v^*]^T [r][v]}, \quad [r^0][v] = e_{rad}[r][v] \tag{4}$$

但し、 $[r]$  は  $[z]$  の実部、 $[r^0]$  はアンテナが完全導体と仮定した場合の  $[z]$  の実部とする。

### (ii) 平均化利得の最大化

$$MEG = \frac{[v^*]^T [g_{MEG}][v]}{[v^*]^T [r][v]}, \quad [g_{MEG}][v] = MEG[r][v] \tag{5}$$

ここで、 $[g_{MEG}]$  は付録に与える。

### (iii) $Q$ の最小化 (帯域幅の最大化に対応)

$$Q = \frac{\omega [v^*]^T [x'] [v]}{2 [v^*]^T [r] [v]}, \quad \frac{\omega}{2} [x'] [v] = Q [r] [v] \tag{6}$$

但し、 $[x']$  は、モーメント法における一般化インピーダンス行列の虚部を  $\omega$  で微分し、式 (1) の導出の際と同様の変換を行うことにより得られる。

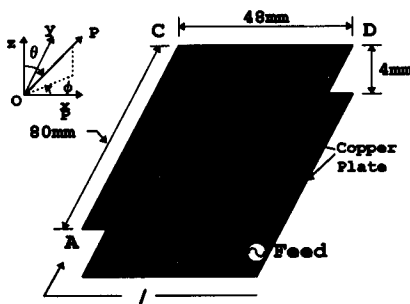


図 1 カードサイズ板状ループアンテナ  
Fig. 1 Card-sized planar loop antenna.

### 3. 受信環境を考慮した平均化利得

本論文で取り上げる構造は、複数個の給電ポートを設定することができるため、アレーアンテナと同様に、特定の方向で利得が最大となるように最適化を行うことが可能である。従って、利得の最大化は、必ずしもあらゆる方向からの入射波が想定される無線呼出し受信機用のアンテナに適した最適化とは言えない。このため、次に述べる平均化利得に関して最適化を行う必要がある。

無線呼出しの場合、基地局からの到来波は主として垂直偏波である。そこで、交差偏波識別度 (XPD) を無限大と仮定して、到来波が受信機の水平面内のあらゆる角度からランダムに到来する場合を想定する。このとき、絶対利得を水平面内で平均化した量、すなわち、平均化利得 (MEG) を考える [14]。カードサイズの受信機は、胸ポケットや鞆の中に入れて持ち運ばれたり、あるいは、机の上に置かれることが多く、その状態は次の三つの状態に分類することができる。

- (A) 地面に対して横長に置かれた状態 (図 2(a))
- (B) 地面に対して縦長に置かれた状態 (図 2(b))
- (C) 地面に対して水平に置かれた状態 (図 2(c))

各状態における MEG は以下のように計算される。

(A)  $MEG_x$ :  $\phi$  偏波に関する絶対利得  $g_\phi$  を、 $yz$  面内において  $x$  軸のまわりで平均化する。

$$MEG_x = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} g_\phi(\theta, \phi = \pi/2) d\theta \quad (7)$$

(B)  $MEG_y$ :  $\phi$  偏波に関する絶対利得  $g_\phi$  を、 $xz$  面内において  $y$  軸のまわりで平均化する。

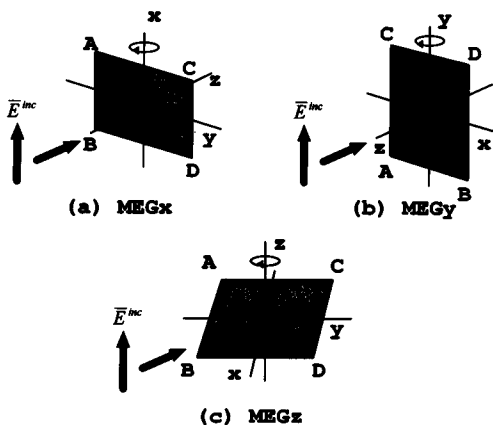


図2 平均化利得の定義  
Fig.2 Definition of mean effective gain.

$$MEG_y = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} g_\phi(\theta, \phi = 0) d\theta \quad (8)$$

(C)  $MEG_z$ :  $\theta$  偏波に関する絶対利得  $g_\theta$  を、 $xy$  面内において  $z$  軸のまわりで平均化する。

$$MEG_z = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} g_\theta(\theta = \pi/2, \phi) d\phi \quad (9)$$

### 4. CPLA の最適化と特性解析

本論文では、図 1 に示す CPLA の種々の特性量について、最適化の手順を適用する。CPLA は、48 mm × 80 mm の長方形銅板が間隔 4 mm で平行に向き合っており、銅板の二つの頂点を結ぶように給電ピンならびに短絡ピンが設けられている。解析の際には、2 枚の銅板を 4 × 6 のワイヤグリッドにより近似している。このとき、グリッドは 1 辺が 16 mm の正方形である。また、板状のアンテナをワイヤグリッドでモデル化する際に、ワイヤグリッドと板での導電損の評価が問題となるが、文献 [3] に示されているように、適切なグリッドの設定およびグリッドの半径を選ぶことにより、導電率を変えることなく評価可能である。ここでは、文献 [3] の値と若干異なるが、ワイヤの半径を 0.5 mm とし、その導電率を  $5.8 \times 10^7$  S/m としている。

無線呼出しシステムで用いられている周波数 0.28 GHz において、CPLA の入力抵抗は  $1\Omega$  以下であるため、整合損失が問題となる。これは、外部整合回路を利用することによって解決可能である [2]。以下では、損失のない理想的な外部整合回路を利用することを前提にして議論を行う。

#### 4.1 給電ピンおよび短絡ピンの位置

まず、2. で述べた最適化の手順を用いず、1 点給電

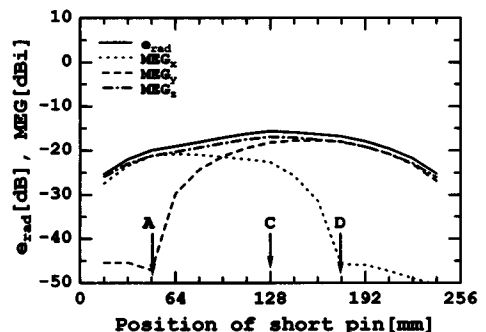


図3 短絡ピンの位置と放射効率, MEG の関係 (0.28 GHz)  
Fig.3 Position of short pin vs. efficiency, MEG (0.28 GHz).

CPLA において、短絡ピンの位置を銅板の頂点 B に固定し、時計回りに短絡ピンの位置を変化させたときの放射効率および三つの平均化利得を図 3 に示す。ここで、周波数は 0.28 GHz とする。図 3 において、横軸は給電ピン B から短絡ピンまでの距離  $l$  を示す。

効率および  $MEG_z$  は、短絡ピンが頂点 C の位置のとき最大となり、両者とも同様の変化をする傾向にある。 $MEG_x$  は、短絡ピンを頂点 C から頂点 D へと移動させるにつれて急激に落ち込み、頂点 D から頂点 B の間においては極めて小さくなっている。これは、銅板上に流れる電流の  $x$  成分の量が小さくなることに対応する。一方、 $MEG_y$  は、短絡ピンを頂点 C から頂点 A へと移動させるにつれて急激に落ち込み、頂点 A から

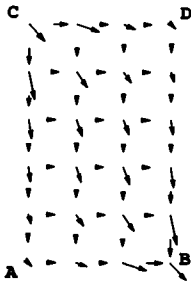


図 4 1 点給電 CPLA の電流分布 (0.28 GHz)

Fig. 4 Current distribution for one-point fed CPLA (0.28 GHz).

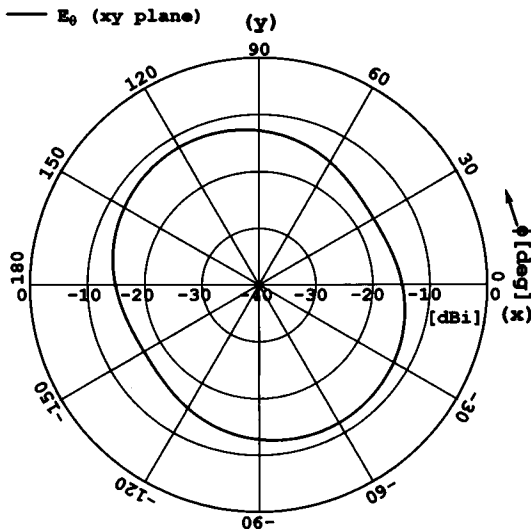


図 5 1 点給電 CPLA の  $xy$  面内放射パターン (0.28 GHz)

Fig. 5 Radiation pattern in the  $xy$  plane for one-point fed CPLA (0.28 GHz).

ら頂点 B の間においては極めて小さくなっている。これは、銅板上に流れる電流の  $y$  成分の量が小さくなることに対応する。

図 3 から、 $MEG_x$ 、 $MEG_y$  をともに  $-25$  dBi 以上確保するためには、短絡ピンを  $l = 80 \sim 114$  mm の間に置く必要がある。この間に、頂点 C は含まれている。更に、正面方向 ( $+z$  方向) の絶対利得が最大となるのは、短絡ピンを頂点 C に設定した場合である [5]。以上のことから、以降、CPLA において、給電可能なポートを頂点 B および C に設定する。また、1 点給電 CPLA が B 点給電、C 点短絡の CPLA を指すこととする。

図 4、図 5 に 1 点給電 CPLA の上側の銅板上の電流分布および  $xy$  面内の放射パターンを示す。周波数は 0.28 GHz とする。電流は、給電ピン B  $\rightarrow$  下側の銅板  $\rightarrow$  短絡ピン C  $\rightarrow$  上側の銅板  $\rightarrow$  給電ピン B のループ状の経路で流れている。特に、給電ピン B の周辺に集中していた電流の大部分が、銅板の中央を経て、短絡ピン C の周辺に再度集中している。また、電流が銅板上を短絡ピン C から給電ピン B の方向へ流れるため、この方向に沿って、 $xy$  面において  $E_\theta$  が  $\phi = -60^\circ$  若しくは  $\phi = 120^\circ$  で最大となる。

#### 4.2 1 点給電 CPLA の放射効率, 平均化利得

図 6 に 1 点給電 CPLA の放射効率および三つの MEG の周波数特性を示す。アンテナの第 1 共振周波数 0.53 GHz 以下において、周波数が高くなるにつれて各特性量は増加している。それ以上においては、効率および  $MEG_z$  は微増に転じ、 $MEG_x$ 、 $MEG_y$  は減少し極小に達した後増加している。このように、第 1 共振周波数を境目に傾向が変化するの、給電ピン

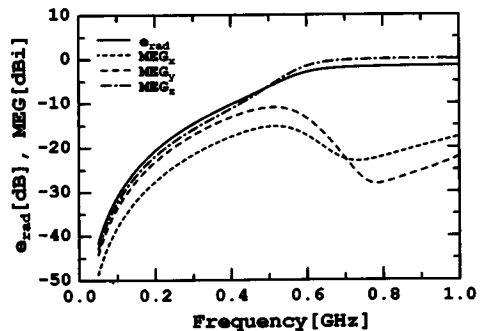


図 6 1 点給電 CPLA の放射効率, MEG の周波数特性

Fig. 6 Frequency vs. efficiency, MEG for one point fed CPLA.

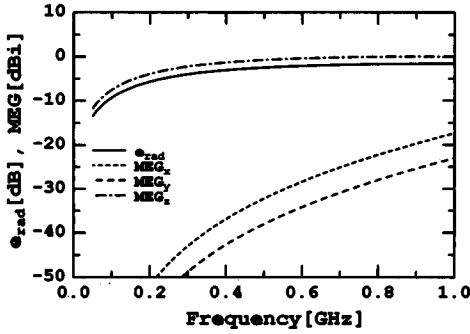


図7 同相モード CPLA の放射効率, MEG の周波数特性  
Fig.7 Frequency vs. efficiency, MEG for even mode of CPLA.

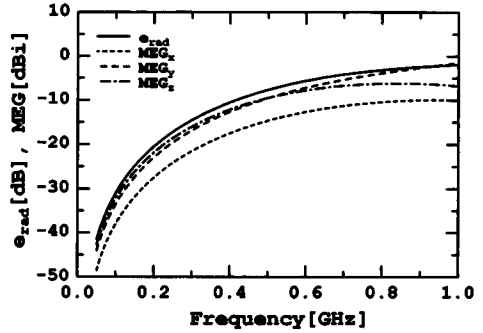


図8 逆相モード CPLA の放射効率, MEG の周波数特性  
Fig.8 Frequency vs. efficiency, MEG for odd mode of CPLA.

B に対する短絡ピン C の電流比の位相が  $180^\circ$  から  $0^\circ$  へと転じるためである。

図 6 においても、図 3 と同様に、効率と  $MEG_z$  はほぼ同様の変化を示している。一方、 $MEG_x$  および  $MEG_y$  は第 1 共振周波数以下では、4 dB 程度の差がある。これは、銅板の長辺、あるいは短辺で受信するかによって生じる差異と考えられる。しかしながら、 $MEG_x$ 、 $MEG_y$  の周波数変化には類似性が認められる。

#### 4.3 放射効率, 平均化利得, $Q$ の最適化

以下、CPLA の頂点 B および C に設定したピンの中央を給電ポートと仮定した場合の各種特性量に関する最適化について議論する。

図 7 に、放射効率および  $MEG_z$  を最適化したときの、効率および三つの MEG の周波数特性を示す。これらの最適化の結果は全く同一であり、二つの給電ポート電圧の比は  $+1$ 、すなわち同相励振状態にある。0.53 GHz 以下の周波数において、効率および  $MEG_z$  は  $-10 \sim -5$  dB (i) で緩やかに増加し、 $MEG_x$ 、 $MEG_y$  はともに  $-30$  dB 以下と極めて小さな値を示しており、1 点給電の場合と性質が大きく異なっている。実際のページの使用状態は 3. の (A)、(B) の状態が多くを占めると考えられ、周波数が 0.28 GHz のとき、効率および  $MEG_z$  を最適化しても受信感度の改善につながらない。このことは、同相励振状態においては、給電ピンからの放射が最大となるように励振され、板からの放射がほとんどないことから了解できる。なお、0.8~1GHz において、図 6 と図 7 の曲線はほぼ一致する。

つぎに、図 8 に、 $MEG_x$  および  $MEG_y$  を最適化したときの放射効率および三つの MEG の周波数特性を示す。これらの最適化の結果は全く同一であり、二つ

の給電ポート電圧の比は  $-1$ 、すなわち、逆相励振状態にある。図 7 と比較すると、効率、 $MEG_z$  の値は小さくなり、 $MEG_x$ 、 $MEG_y$  の値は大きくなっており、明らかに異なっている。また、0.4 GHz 以下の周波数において、図 6 と図 8 は酷似している。このことから、1 点給電 CPLA は、ページの受信感度に直結する  $MEG_x$  若しくは  $MEG_y$  を最適化した場合に類似していると考えてよい。

なお、 $Q$  が最小となるように最適化を行ったときの給電ポート間の電圧比は  $-1$  と逆相励振状態にある。 $Q \gg 1$  の場合、帯域幅は  $1/Q$  に対応する。従って、 $MEG_x$  若しくは  $MEG_y$  と帯域幅を同時に最適化した場合、すなわち、 $MEG_x/Q$  若しくは  $MEG_y/Q$  を最適化した場合、逆相励振の状態が最適解として得られる。

##### 4.3.1 同相モードと逆相モードの特性

図 1 の CPLA において、ポートの配置が可逆であるため、固有値問題に対する正規化固有ベクトルは、

$$[v_e] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad [v_o] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix} \quad (10)$$

と計算され、同相モードおよび逆相モードを与える。それぞれのモードは、二つのポートを同相励振および逆相励振した場合に対応する。このときのアンテナの上側銅板上の電流分布および  $xy$  面内における放射パターンを図 9~図 12 に示す。

同相励振の場合、図 9 に示すように、電流は給電ピン周辺に集中し、銅板の中央にはほとんど流れない。また、給電ピン B と C における電流は、いずれも銅板からピンへ流れ込む向きに流れる。このため、二つの

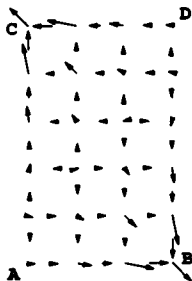


図9 同相モード CPLA の電流分布 (0.28 GHz)  
Fig.9 Current distribution for even mode of CPLA (0.28 GHz).



図11 逆相モード CPLA の電流分布 (0.28 GHz)  
Fig.11 Current distribution for odd mode of CPLA (0.28 GHz).

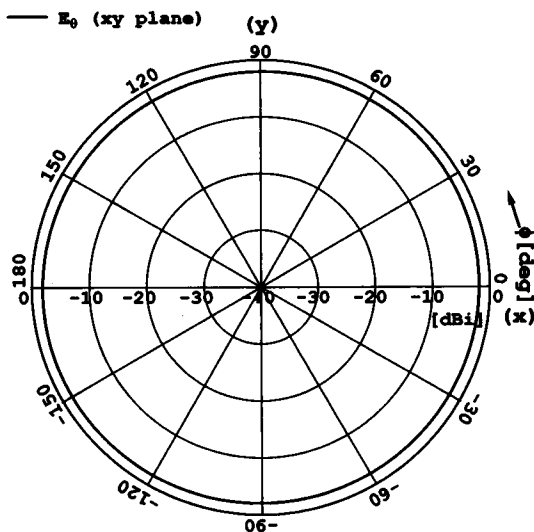


図10 同相モード CPLA の  $xy$  面内放射パターン (0.28 GHz)  
Fig. 10 Radiation pattern in the  $xy$  plane for even mode CPLA (0.28 GHz).

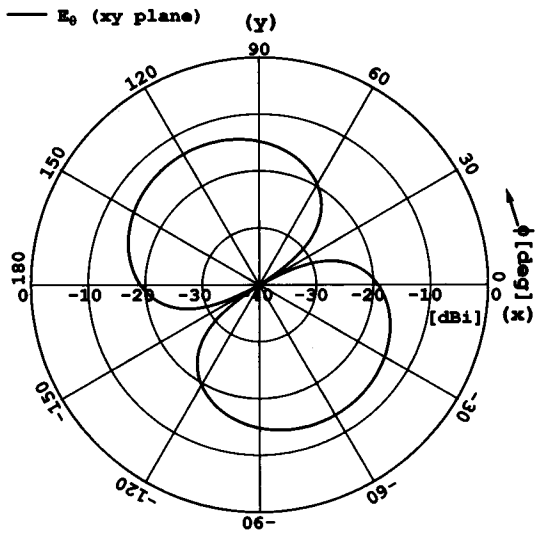


図12 逆相モード CPLA の  $xy$  面内放射パターン (0.28 GHz)  
Fig.12 Radiation pattern in the  $xy$  plane for odd mode of CPLA (0.28 GHz).

給電ピンからの放射の寄与が大きく、図10に示すように、 $xy$ 面において  $E_\theta$  は真円パターンを描く。

逆相励振の場合、図11に示すように、電流は短絡ピンから銅板を伝わって給電ピンに流れ込んでおり、1点給電の場合に類似している。また、図12に示すように、 $xy$ 面における  $E_\theta$  パターンに関しても、 $\phi = -60^\circ$  若しくは  $\phi = 120^\circ$  の方向で最大となる点で1点給電に類似している。しかしながら、それに直交する方向でヌルを示しており、1点給電の場合と異なる。

以上のように、二つのモードに関する電流分布およびパターンの比較から、周波数 0.28 GHz において、1点給電 CPLA が逆相励振モードに似た性質をもっていることがわかる。

#### 4.3.2 固有モードによる評価

モーメント法によりアンテナ上に存在可能な特性モード [15] を計算し、これらのモードを利用して、1点給電、同相モード、逆相モードにおける電流分布を定量的に評価する。すなわち、アンテナ上の電流分布  $[I]$  を固有ベクトル  $[I_n]$  (各モードに属する規格化された実電流ベクトル) を用いて、

$$[I] = \sum_n c_n [I_n] \quad (11)$$

と展開し、展開係数  $c_n$  の大きさを比較することにする。各固有モードにおいて、固有値  $\lambda_n$  は磁氣的蓄積エネルギーに対する電氣的蓄積エネルギーの差を実電力

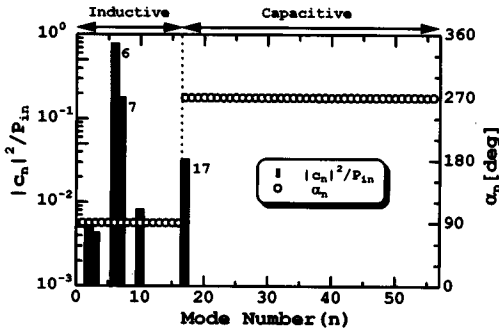


図13 1点給電 CPLA の固有モードの展開係数 (0.28 GHz)  
Fig.13 Expansion coefficients of the eigen modes for one point fed CPLA (0.28 GHz).

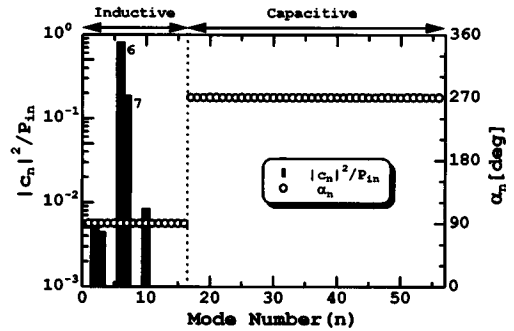


図15 逆相モード CPLA の固有モードの展開係数 (0.28 GHz)  
Fig.15 Expansion coefficients of the eigen modes for odd mode of CPLA (0.28 GHz).

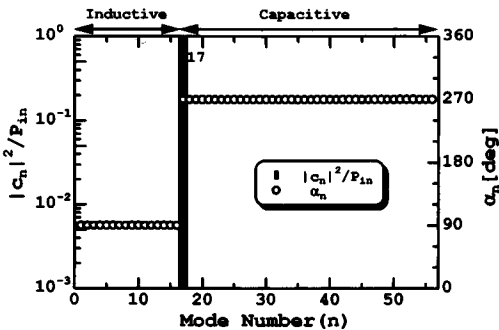


図14 同相モード CPLA の固有モードの展開係数 (0.28 GHz)  
Fig.14 Expansion coefficients of the eigen modes for even mode of CPLA (0.28 GHz).

で割った値に対応している [15]. 従って, 特性角 [16]  $\alpha_n = 180^\circ - \tan^{-1} \lambda_n$  が  $\alpha_n < 180^\circ$  のとき誘導的,  $\alpha_n > 180^\circ$  のとき容量的なモードということになる.

図13~図15に, 周波数0.28GHzにおける1点給電, 同相モード, 逆相モードに対する固有モードの展開係数を示す. 同図には, 特性角  $\alpha_n$  も併せて示す (各図とも特性角は共通). 図1のアンテナのワイヤグリッドに関して, モーメント法の行列方程式の次数は56であるから, 固有モードの数は縮退を含めて56となる. そのうち,  $1 \leq n \leq 16$  のモードは  $\alpha_n \approx 90^\circ$  と誘導的な性質を示し,  $17 \leq n \leq 56$  は  $\alpha_n \approx 270^\circ$  と容量的な性質を示すことが図からわかる.

図13から, 1点給電の場合, 優勢なモードは #6, #7 の誘導的なモードであり, CPLA が 0.28 GHz でループアンテナとして動作している定量的な裏付けとなる. また, #17 の容量的なモードも励振されている. これ

に対して, 同相モードの場合, 図14から, 励振されるモードは #17 のみであり, アンテナのピンの部分がダイポールとして動作する電気的なアンテナの性質を示す. 逆相モードの場合, 図15から, 優勢なモードは #6, #7 の誘導的なモードであり, 励振される割合も1点給電の場合によく似ている. しかしながら, 容量的なモードはまったく励振されない. このため, 逆相モードで  $xy$  面パターンに見られる  $\phi = 30^\circ$  若しくは  $\phi = -150^\circ$  におけるヌルが, 1点給電の場合には見られないと考えられる.

以上のように, アンテナ上の電流分布を特性モードを用いて分解することによって, 1点給電の状態が逆相モードに近い性質を示すことが定量的に明らかとなった.

## 5. むすび

CPLA をはじめとする移動通信端末用の内蔵アンテナは, 与えられた制限内で良い特性を実現しなければならない. 本論文では, そのアプローチの一つとして, モーメント法を利用した最適化計算を行い, CPLA の特性に関して定量的な考察を行った.

まず, 最適化する CPLA の給電ピンの決定するために, 1点給電形 CPLA に関して給電ピンと短絡ピンの位置の関係について, 放射効率および MEG の観点から検討した. その結果, 両ピンの距離が最も離れているとき, 効率, MEG ともに大きな値を示すことがわかった. つぎに, 短絡ピンを給電ピンに置き換え, 二つの給電ポートを想定し, 効率, MEG に関する最適化を行った. 効率, MEG<sub>z</sub> は同相励振, MEG<sub>x</sub>, MEG<sub>y</sub> は逆相状態で最適化されることが明らかとなっ

た。無線呼出し受信機の使用状態を考えると、受信感度に直結する  $MEG_x$ ,  $MEG_y$  を最適化することが好ましく、これは逆相励振を実現することで達成される。0.28 GHz において、1点給電の場合の電流分布および放射パターンは、逆相励振状態の場合によく似ている。これは、1点給電 CPLA が  $MEG_x$ ,  $MEG_y$  の最適化をした場合に近い状態にあることを示している。すなわち、2点を強制的に励振するという点を除いて、無線呼出し受信機用のアンテナとしてよく知られたループ型給電法 [17] と逆相励振は同一である。また、モーメント法における特性モードを導入し、1点給電と逆相給電の類似性を定量的に評価した。

以上のように、最適化問題を検討することによって、実際のアンテナの特性量と実現可能な給電ポートを仮定した場合の限界値を対比することができ、新たな観点から小形アンテナの性能を系統的に検討することが可能となる。従って、今後の小形アンテナの理論的検討を行う際、本論文で示したアプローチは大いに有効であると考えられる。

## 文 献

- [1] 徳丸 仁, “電気的小形アンテナ,” 信学論 (B), vol.J71-B, no.11, pp.1206–1212, Nov. 1988.
- [2] N. Ishii and K. Itoh, “Analysis on small planar antenna in a paging system,” IEICE Trans., vol.E-74, no.10, pp.3233–3240, Oct. 1991.
- [3] N. Ishii and K. Itoh, “A consideration of the thin planar antenna with wire-grid model,” IEICE Trans. Commun., vol.E76-B, no.12, pp.1518–1525, Dec. 1993.
- [4] 村本 充, 石井 望, 伊藤精彦, “Wheeler 法による放射効率測定に関する検討,” 信学論 (B-II), vol.J78-B-II, no.6, pp.454–460, June 1995.
- [5] M. Muramoto, K. Itoh, N. Ishii, and K. Sasaki, “A proposal of a small planar loop antenna which can switch the polarization direction,” Proc. of ISAP '96, vol.4, 4C3-4, pp.1117–1120, Sept. 1996.
- [6] L.J. Chu, “Physical limitations of omni-directional antennas,” J. Appl. Phys., vol.19, pp.1163–1175, Dec. 1948.
- [7] R.F. Harrington, “On the gain and beamwidth of directional antennas,” IRE Trans. Antennas & Propagat., vol.AP-6, pp.219–225, July 1958.
- [8] R.L. Fante, “Quality factor of general ideal antennas,” IEEE Trans. Antennas & Propagat., vol.AP-17, no.2, pp.151–155, March 1969.
- [9] J.H. Richmond, “Radiation and scattering by thin-wire structures in complex frequency domain,” Report NASA, no.CR-2396, 1974.
- [10] M.A. Tilton and K.G. Balmain, “A multiradius implementation of thin-wire moment method,” IEEE Trans. Antennas & Propagat., vol.38, no.10, pp.1636–1644, Oct. 1990.
- [11] J. Moore and R. Pizer, Moment Methods in Electromagnetics — Techniques and Applications —, John Wiley & Sons, pp.253–260, 1984.
- [12] D.M. Pozar, “Considerations for millimeter wave printed antenna,” IEEE Trans. Antennas & Propagat., vol.AP-31, no.5, pp.1636–1644, May 1983.
- [13] R.F. Harrington, Field Computation by Moment Methods, IEEE Press, 1993.
- [14] T. Taga and K. Tsunekawa, “Performance analysis of a built-in planar inverted F antenna for 800 MHz band portable radio units,” IEEE J. Selected Areas Commun., vol.SAC-5, no.5, pp.921–929, June 1987.
- [15] R. Mittra, ed., Numerical and asymptotic techniques in electromagnetics, Chap.3, Springer-Verlag, 1975.
- [16] E.H. Newman, “Small antenna location synthesis using characteristic modes,” IEEE Trans. Antennas & Propagat., vol.AP-27, no.4, pp.530–531, July 1979.
- [17] K. Fujimoto, A. Henderson, K. Hirasawa, and J.R. James, Small Antennas, Research Studies Press Ltd., 1987.

## 付 録

モーメント法における電流ベクトル  $[I]$  と、給電可能なポートのみに関する回路網方程式におけるポート電圧ベクトル  $[v]$  との間に、

$$[I] = [S][v] \quad (\text{A-1})$$

の関係 [12] があるとき、 $[g_{MEG}]$  は次式で与えられる。

$$[g_{MEG}] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{4\pi}{\eta_0} [S^*]^T [D^*] [D]^T [S] d\psi \quad (\text{A-2})$$

但し、 $\psi$  に関する積分は平均化を行う面内における積分とする。また、 $\eta_0$  は自由空間の固有インピーダンスとし、 $[D] = [[D_\theta], [D_\phi]]$  とする。 $[D_\theta]$ ,  $[D_\phi]$  の各要素  $D_{\theta n}$ ,  $D_{\phi n}$  は文献 [3] を参照されたい。

(平成 8 年 12 月 24 日受付, 9 年 3 月 13 日再受付)



石井 望 (正員)

平元北大・工・電子卒。平 3 同大大学院修士課程了。同年北大・工・電子助手、現在に至る。この間、小形・薄形アンテナ、ミリ波帯アンテナの研究に従事。工博。平 6 年度学術奨励賞受賞。IEEE 会員。





伊藤 精彦 (正員)

昭38 北大・工・電気卒。昭40 同大大学院修士課程了。同年北大・工・電子・講師、昭41 同助教授、昭54 同教授、現在に至る。この間、電磁波、アンテナ、情報伝送、放送衛星による時刻と周波数の精密比較、スーパーリゾリューション法を用いた電磁波測定、太陽発電衛星等の研究に従事。昭45~46 米国シラキュース大にて、アンテナシステムに関する研究に従事。工博。昭43 年度米沢賞、平3 SPS 論文賞各賞受賞。IEEE、映像情報メディア学会各会員。