

モーメント法における特性モード展開による 非対称給電された線状アンテナのモード分析

井口 裕文[†] 石井 望[†]

[†] 新潟大学大学院自然科学研究科 〒950-2181 新潟市西区五十嵐2の町8050 番地
E-mail: nishii@eng.niigata-u.ac.jp

あらまし モーメント法における特性モード解析によりアンテナ上に生じる不平衡電流の発生量を評価する方法を提示し、いくつかの線状アンテナに対して、特性モードへの分解、さらに偶奇分解を行い、アンテナの電流励振をモード解析の立場から分析するとともに、平衡電流に対する不平衡電流の電力比を評価した。

キーワード モーメント法, 特性モード, 非対称給電線状アンテナ, 平衡・不平衡モード電力比

Mode Analysis on Asymmetrically Fed Wire Antennas Using Characteristic Mode Expansion for Method of Moments

Hirofumi IGUCHI[†] and Nozomu ISHII[†]

[†] Graduate School of Science and Technology, Niigata University
8050, Ikarashi 2-no-cho, Nishi-ku, Niigata, 950-2181 Japan
E-mail: nishii@eng.niigata-u.ac.jp

Abstract In this paper, a technique that the power concerned with the unbalanced current on the antenna is evaluated by the method of moments with the characteristic modes is shown. For several wire antennas, the current on the antenna is decomposed into the characteristic modes, which are also decomposed into the even and odd components, and the power ratio of the unbalanced current to the balanced current in the antenna is evaluated.

Key words method of moments, characteristic mode, asymmetrically fed wire antennas, power ratio of unbalanced mode to balanced mode

1. ま え が き

給電構造を含めたアンテナ構造に非対称性が存在すると、不平衡電流が存在するようになり、それが接続されている線路に流れ、入力インピーダンスおよび放射パターンに大きな影響を与えることが知られている [1]。線路への不平衡電流の流入を防ぐためにバランが使用されたり、不平衡電流の発生を抑制するために構造をできる限り対称にする試みがなされている。このため、不平衡電流の発生量を定量的に評価する手法が必要であり、これまで著者らは mixed-mode S パラメータを導入することによりいくつかの線状構造のアンテナに対して実験的に平衡・不平衡モードの発生に関する電力比を評価している [2]~[4]。具体的には、mixed-mode S パラメータを利用した測定では、被測定アンテナに対して2つのポートを設定し、2ポート間で S パラメータ測定を行い、mixed-mode S パラメータに変換し、平衡モードから不平衡モードへの伝送係数に相当する S_{cd} 、あるいは、正味の平衡モードの入力電力 $1 - |S_{dd}|^2$ に対

する伝送電力 $|S_{cd}|^2$ の比、すなわち、平衡・不平衡モード電力比 $|S_{cd}|^2 / (1 - |S_{dd}|^2)$ を評価する。

本稿では、上述の平衡・不平衡モード電力比について、数値解析的アプローチにより評価することを試みる。具体的には、これまでの実験モデルに対してモーメント法 [5] による解析を行う。先に述べたように、実験モデルでは2本のセミリジッドケーブルにより被測定アンテナを給電することにより、平衡給電および不平衡給電を実現しているが [3], [4], [6], [7]、モーメント法ではケーブル部分のモデル化を行わずに不平衡給電を実現するのは難しい。一方において、平衡給電はケーブル部分のモデル化によらずモーメント法で容易に実現できるが、その際に生じる平衡モード電力および不平衡モード電力の分離は難しい。このため、本稿では、ケーブル部分のモデル化を行わず、アンテナ構造の部分のみモーメント法で解析し、平衡・不平衡モード電力比を評価するために、特性モード展開 [8]~[11] を導入することにした。特性モード展開とは、モーメント法で得られる

一般化インピーダンス行列に関する固有値問題を解き、アンテナ上に生じる電流分布等を特性モード電流分布等により展開する手法である。本稿では、この手法を用いて平衡・不平衡モード電力比を得るために、特性モードの偶奇分解を利用している。

以下、モーメント法における特性モード展開、特に、特性モード電力の偶奇分解について論じた後、いくつかの線状アンテナに対して、アンテナ上に流れる電流分布の偶対称性および奇対称性に着目した特性モード分解および平衡・不平衡モード電力比の数値例を示す。

2. モーメント法による偶奇分析

2.1 モーメント法における固有値問題

モーメント法では、アンテナ問題を次の有限次元の行列方程式に帰着させる [5]。

$$[Z][I] = [V] \quad (1)$$

ここで、 $[Z]$ は一般化インピーダンス行列であり、アンテナ構造が与えられると計算できる行列である。 $[I]$ は一般化電流ベクトルであり、アンテナ上に流れる電流を表示するための列ベクトルである。 $[V]$ は一般化電圧ベクトルであり、アンテナ上における励振情報を与えることにより決定される列ベクトルである。いずれの行列、ベクトルとも要素は一般に複素数である。

モーメント法における一般化インピーダンス行列 $[Z]$ は、アンテナへの入力に対する出力を決定する伝達関数、空間的にはグリーン関数相当の役割を担っている。グリーン関数はモード展開できるが、 $[Z]$ についても同様にモード展開することにより、アンテナ上に生じる電磁現象をモード分解の立場から記述できる。

これを実現したのが、モーメント法における特性モード解析である [8]~ [11]。すなわち、式 (1) の決定論的問題から、正値実対称行列 $[R]$ を重みとする一般化固有値問題に移行するのである。具体的には、 $[Z] = [R] + j[X]$ ($[R]$, $[X]$ とも実対称行列) とし、次の固有値問題

$$[Z][I_n] = (1 + j\lambda_n)[R][I_n] \quad (2)$$

すなわち

$$[X][I_n] = \lambda_n[R][I_n] \quad (3)$$

を考える。ここで、 λ_n は固有値に相当し、実数である。 $[R]$ および $[X]$ はいずれも実対称行列なので、固有ベクトル $[I_n]$ はすべて実数である。このことは、アンテナ系が、複数の固有モードの重ね合わせで励振されるのではなく、固有モード単独で励振される場合、モーメント法における基底関数はすべて同相励振されていることを意味する。

さて、式 (3) において、左から $[I_n]^T$ を作用させると、固有値 λ_n は

$$\lambda_n = \frac{[I_n]^T[X][I_n]}{[I_n]^T[R][I_n]} \quad (4)$$

で与えられる。ここで、 T は転置を表す。さらに、上の計算で

は、正規直交化条件

$$[I_m]^T[R][I_n] = \delta_{mn} \quad (5)$$

を適用した。ここで、 δ_{mn} はクロネッカーのデルタである。式 (4) の分母 $[I_n]^T[R][I_n]$ は入力電力、分子 $[I_n]^T[X][I_n]$ は磁氣的蓄積エネルギー W_m および電氣的蓄積エネルギー W_e の差分 $W_m - W_e$ に対応する。このように、固有値 λ_n は入力電力に対する蓄積エネルギーの比を表し、 $\lambda_n > 0$ の固有モードは誘導的な性質を示し、 $\lambda_n < 0$ の固有モードは容量的な性質を示す。

2.2 特性モード展開と電力のモード独立性

実際にアンテナ系に生じている電流ベクトル $[I]$ は、固有ベクトル $[I_n]$ の線形結合として表すことができる。

$$[I] = \sum_n c_n [I_n] \quad (6)$$

左から $[I_m]^T[Z]$ を乗じると、正規直交化条件 (5) により、モード励振係数 c_n は

$$c_n = \frac{[I_n]^T[V]}{1 + j\lambda_n} \quad (7)$$

となる [8]。このように、一般化電圧ベクトル $[V]$ が与えられると、 c_n を計算することにより、アンテナの励振状態をモード分解の立場から定量的に議論できる。

さらに、アンテナ上の電力 P は

$$P = \text{Re}([V]^T[I]^*) = \sum_n |c_n|^2 \quad (8)$$

により与えられる [9]。ただし、 $*$ は共役を表す。

すなわち、特性モードによりアンテナ上の電流を展開するとき、電力は、モード間で無相関であって、個々のモードの $|c_n|^2$ を総和することで得られることを意味している。すなわち、モード毎に電力を独立に扱うことにより、特性モードを2つのカテゴリー、例えば、偶対称と奇対称の電流分布のカテゴリーに分類して、カテゴリー毎に $|c_n|^2$ の総和を計算し、電力を求める。

本稿では、この特性モードの電力に関する直交性に着目し、モーメント法により数値解析的に平衡・不平衡モードに関する電力を評価することを目的としている。

2.3 特性モード電力の偶奇分解

本稿では、Richmond により提案された基底関数、重み関数ともに区分正弦関数を用いる線状構造用のモーメント法 [12], [13] に基づき、一般化インピーダンス行列 $[Z]$ を計算した上で、上述の特性モード解析を行う。このため、分割した基底の幾何学的な対称性に着目し、特性モード電力の偶奇分解を行う。

特性モード n における基底 i における電流標本値、すなわち、固有ベクトルの第 i 番目の要素を $I_{n,i}$ と表す。次に、図 1 に例示するように、対称面を定義し、その対称面に対して基底 i が基底 j と対称な位置関係にあるとき、この関係を $i = M(j)$ あるいは $j = M(i)$ と定義する。いま、 $[A] = (A_i)$ により要素 A_i を持つ列ベクトル $[A]$ を表記する。このとき、固有ベクトル $[I_n]$ は、次のように、対称面に対して偶対称なベクトル $[I_n^e]$ および奇対称なベクトル $[I_n^o]$ に分解することができる。

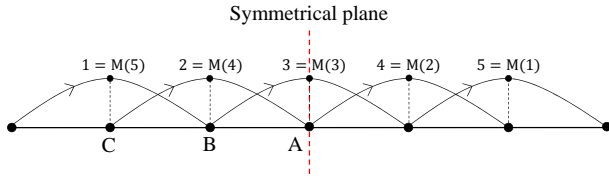


図1 ダイポールアンテナにおける対称な位置関係にある基底のペア

$$[I_n] = (I_{n,i}) = \frac{(I_{n,i}) + (I_{n,M(i)})}{2} + \frac{(I_{n,i}) - (I_{n,M(i)})}{2}$$

$$= [I_n^e] + [I_n^o] \quad (9)$$

ただし

$$[I_n^e] = \left(\frac{1}{2}(I_{n,i} + I_{n,M(i)})\right) \quad (10)$$

$$[I_n^o] = \left(\frac{1}{2}(I_{n,i} - I_{n,M(i)})\right) \quad (11)$$

偶対称および奇対称に分解されたベクトル $[I_n^e]$ および $[I_n^o]$ は次の直交条件を満足する。

$$[I_m^e]^T [R] [I_n^o] = 0 \quad (12)$$

したがって、特性モード n に関する電力 $|c_n|^2$ は次のように分解できる。

$$|c_n|^2 = |c_n|^2 ([I_n^e]^T [R] [I_n])$$

$$= |c_n|^2 ([I_n^e] + [I_n^o])^T [R] ([I_n^e] + [I_n^o])$$

$$= |c_n|^2 ([I_n^e]^T [R] [I_n^e] + [I_n^o]^T [R] [I_n^o])$$

$$= |c_n|_{\text{even}}^2 + |c_n|_{\text{odd}}^2 \quad (13)$$

ただし

$$|c_n|_{\text{even}}^2 = |c_n|^2 [I_n^e]^T [R] [I_n^e] \quad (14)$$

$$|c_n|_{\text{odd}}^2 = |c_n|^2 [I_n^o]^T [R] [I_n^o] \quad (15)$$

これから、偶対称な電流分布に関する電力 P_{even} および奇対称な電流分布に関する電力 P_{odd} は次のように与えられる。

$$P_{\text{even}} = \sum_n |c_n|_{\text{even}}^2 \quad (16)$$

$$P_{\text{odd}} = \sum_n |c_n|_{\text{odd}}^2 \quad (17)$$

偶対称分布は平衡モードに対応し、奇対称分布は不平衡モードに対応するならば、平衡モードに対する不平衡電力の電力比は P_{cm}/P_{dm} は $P_{\text{odd}}/P_{\text{even}}$ により評価できるはずである。

3. 解析例

本稿では、ダイポールアンテナおよび折り返しダイポールアンテナについて、Richmond のモーメント法 [12], [13] を利用し、特性モード解析を行う。解析項目としては、固有値 λ_n 、モード電流分布 $I_n(s)$ 、実際に給電点を設定した際の電流分布 $I(s)$ 、モード励振係数の偶対称および奇対称成分 $|c_n|_{\text{even}}^2$ および $|c_n|_{\text{odd}}^2$ 、偶対称および奇対称成分の電力比 $P_{\text{odd}}/P_{\text{even}}$ である。固有値 λ_n について、その大きさ $|\lambda_n|$ が小さいとアンテナ動

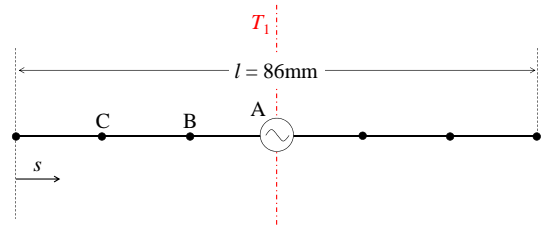


図2 ダイポールアンテナの構造

作に大きく寄与し、反対に $|\lambda_n|$ が大きいとアンテナ動作にほとんど寄与しないことが知られている [10]. さらに、経験的に、動作に寄与しない特性モードの固有値の大きさ $|\lambda_n|$ は極めて大きい値になり、定量的評価に適していると言い難い面がある。一方、式 (7) に示されるように、モード励振係数 c_n において固有値の関わる寄与は $1/(1 + j\lambda_n)$ である。このため、固有値の寄与を、単に λ_n だけではなく、 $1/(1 + \lambda_n^2)$ によっても評価する。

また、モード電流分布 $I_n(s)$ は、固有ベクトル $[I_n]$ の要素を基底関数に代入し、アンテナ周囲に沿う距離 s の関数として表現する。同様に、給電点を設定した際の電流分布 $I(s)$ も、一般化電流ベクトル $[I]$ の要素を基底関数に代入し、 s の関数として表現する。給電はデルタギャップモデルにより行う、すなわち、一般化電圧ベクトル $[V]$ において、給電点が標本点と一致する基底に対応する要素を 1 とし、それ以外の要素を 0 とする。

なお、以降のモーメント法解析では、ワイヤの半径を $a = 0.5 \text{ mm}$ とし、導電率を $\sigma = 5.8 \times 10^7 \text{ S/m}$ とする。

3.1 ダイポールアンテナ

図 2 に示す、長さ $l = 86 \text{ mm}$ のダイポールアンテナの評価を行う。区分正弦波基底の数は $N = 5$ とする。同図に示すように、アンテナ周囲に沿う距離 s の原点はダイポールの一方の端点とし、給電点位置は A, B, C の 3 点とする。また、実験モデル [4] に対応させるため、対称面として給電点 A を通る平面 T_1 を選択する。

3.1.1 固有値

図 3 に、1.75 GHz での $1/(1 + \lambda_n^2)$ および λ_n の正負を示す。横軸はモード番号、縦軸は $1/(1 + \lambda_n^2)$ の対数表示としている。なお、モード番号は周波数毎に固有値の昇順に割り付けてある ($\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_N$)。簡便のため、モード番号 n のモードを「モード n 」と定義する。固有値の大きさの観点から、アンテナの動作に最も寄与する可能性が高いのはモード 1 であり、その固有値は $\lambda_1 = 0.63 > 0$ であって、誘導的なモードである。その次に寄与すると考えられるのがモード 2 であり、その固有値は $\lambda_2 = -99.1 < 0$ であって、容量的なモードである。モード n ($n = 3, 4, 5$) については、 $\lambda_n < 0$ であり、容量的であるが、 $1/(1 + \lambda_n^2)$ の値は 10^{-7} よりも小さく、アンテナの動作にほとんど寄与しないと思われる。

図 4 に、 λ_1 および λ_2 の周波数特性を示す。周波数範囲は 1.00 GHz から 2.00 GHz までとした。解析では周波数毎にモード番号を割り振っているが、図からわかるように、この周波数範囲では、モード 1 および 2 は同じモードが割り当てられてい

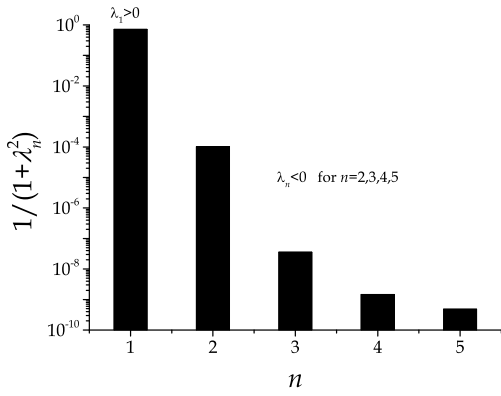


図3 ダイポールアンテナにおける固有値の寄与 $1/(1+\lambda_n^2)$ (1.75 GHz)

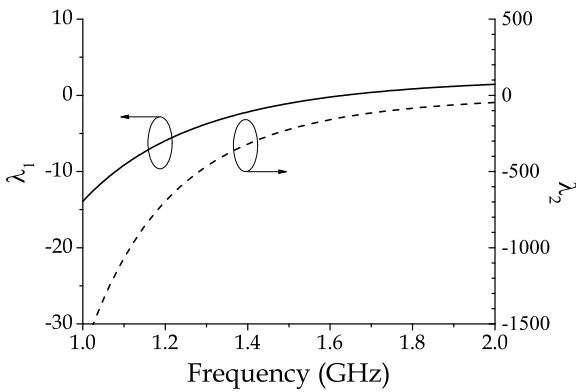


図4 ダイポールアンテナにおける固有値 λ_n の周波数特性 ($n = 1, 2$)

る。モード1について、1.00 GHzにおいて $\lambda_1 = -13.9$ であり、周波数が高くなるにつれてその値は大きくなり、1.63 GHzにおいて $\lambda_1 = 0$ となり、さらに増加し、2.00 GHzにおいて $\lambda_1 = 1.44$ となる。すなわち、モード1は1.63 GHzにおいて共振するモードといえる。一方、モード2については、周波数が高くなるにつれて増加傾向にあるが、1.00 GHzから2.00 GHzまでの周波数範囲では $\lambda_2 < 0$ であり、モードとしての共振は生じていない。

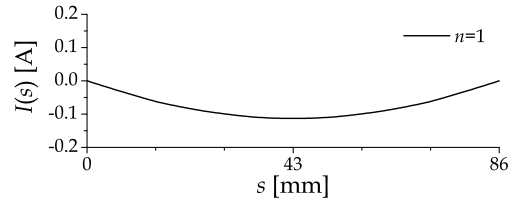
3.1.2 モード電流分布

図5は、1.75 GHzでのモード1および2に関するモード電流分布 $I_n(s)$ を示す。 $s = 43$ mmにおける対称面 T_1 に対して、モード1は偶対称な分布であり、モード2は奇対称な分布であることがわかる。なお、モード2について、電流分布が基底関数を分割した際の分割節点で不連続となっているが、これは基底分割数 N を増やせば解消される。

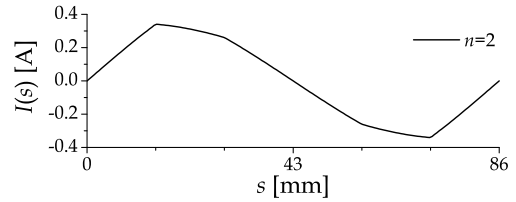
3.1.3 実際の電流分布

図6(a)および(b)は、給電点A, B, Cに対する、1.75 GHzでの電流分布の実部および虚部を示す。

給電点Aの場合、中央給電に対応するため、電流分布は実部、虚部とも対称面 T_1 に対して偶対称となっている。ただし、虚部は、モード1のモード電流分布と比較すると、 $s = 43$ mmの近傍における分布が若干異なることから、モード1以外の偶対称モードによる寄与も含める必要があることがわかる。

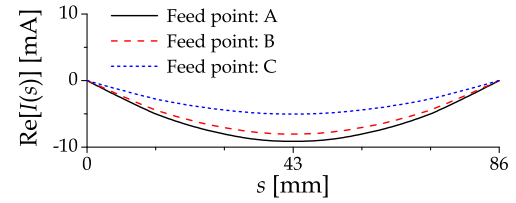


(a) モード1の電流分布 $I_1(s)$

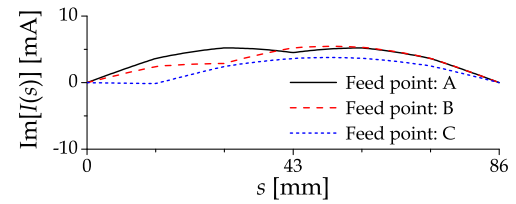


(b) モード2の電流分布 $I_2(s)$

図5 ダイポールアンテナにおけるモード電流分布 (1.75 GHz)



(a) 電流分布の実部 $\text{Re}[I(s)]$



(b) 電流分布の虚部 $\text{Im}[I(s)]$

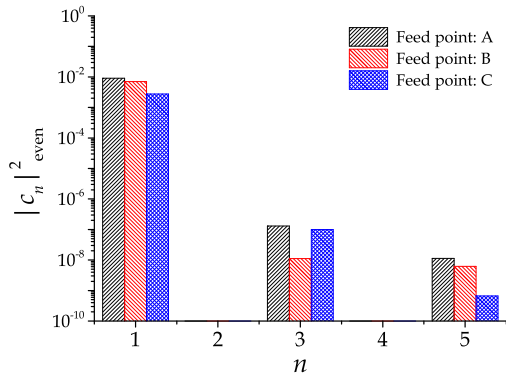
図6 ダイポールアンテナにおける電流分布 (1.75 GHz)

これに対して、給電点B, Cの場合、実部はほぼ偶対称な分布であるが、虚部は給電点で不連続変化をしており、偶対称な分布ではない。すなわち、給電点B, Cは偶対称な分布と奇対称な分布の重ね合わせにより構成されることが予想される。

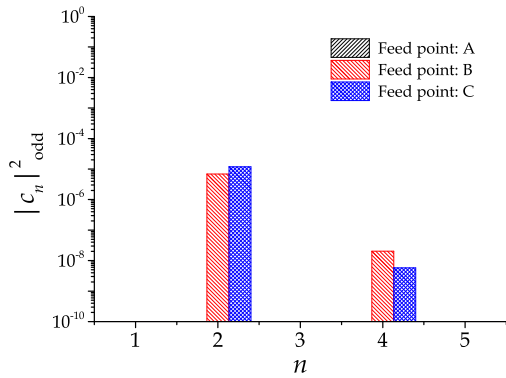
3.1.4 モード励振係数

図7(a)および(b)は、それぞれ偶対称および奇対称分布に関するモード励振係数の大きさの2乗 $|c_n|^2_{\text{even}}$ および $|c_n|^2_{\text{odd}}$ を示す。周波数は1.75 GHzである。

給電点A, B, Cの場合とも、偶対称分布であるモード1が最も励振されていることがわかる。給電点Aの場合、奇対称分布が一切励振されないが、給電点B, Cの場合、奇対称分布の励振係数 $|c_2|^2$ および $|c_4|^2$ が存在し、奇対称分布が励振されることがわかる。このことは、中央給電の場合、ダイポールアンテナに平衡モード(偶対称分布)のみが励振されるが、オフセット給電の場合、平衡モードが優勢であるものの、不平衡モード(奇対称分布)が励振されるようになることを定量的に説明している。その電力比は各モードに属する $|c_n|^2$ の総和により評価でき、ダイポールアンテナの場合、給電位置のオフセット量が大きくなると、不平衡モードの発生割合が増えることがわかる。



(a) $|c_n|^2_{\text{even}}$



(b) $|c_n|^2_{\text{odd}}$

図7 ダイポールアンテナにおけるモード励振係数 (1.75 GHz)

3.1.5 電力比

図8は、偶対称分布に対する奇対称分布の電力比 $P_{\text{odd}}/P_{\text{even}}$ の周波数特性を示す。同図において、給電点Aの場合のプロットが図中に示されていないが、1.00 GHz から 2.00 GHz までの周波数範囲で、電力比が -245 dB から -288 dB までの値を示すためである。このように電力比が非常に小さいのは、中央給電では、奇対称分布の電流が励振されず、不平衡モード電力が存在しないことに起因する。これに対して、給電点Bの場合の電力比は -34.9 dB から -21.2 dB まで、給電点Cの場合の電力比は -28.6 dB から -14.7 dB までの値を示す。このように、給電点をオフセットさせると、不平衡電流が流れ、電力比が大きくなる。このことは不平衡電流が構造的な非対称性に起因して生じるという事実に対応している。なお、1.6 GHz 近傍で電力比が小さくなるのは、モード1が共振し、その励振係数の大きさが極大となるためである。

文献[4]に示した S_{cd} の測定値と比較すると、オフセット給電より不平衡電流が発生する点は同様に確認されたが、給電点Bの場合を比較すると、解析値は測定値よりも電力比が 10dB 以上も下回る結果が得られている。このような相違が生じる理由としては、測定治具およびケーブルの影響が今回の解析では考慮されていないなどの要因が考えられる。

3.2 折り返しダイポールアンテナ

図9に示す、長さ $l = 86$ mm、幅 $w = 3$ mm の折り返しダイ

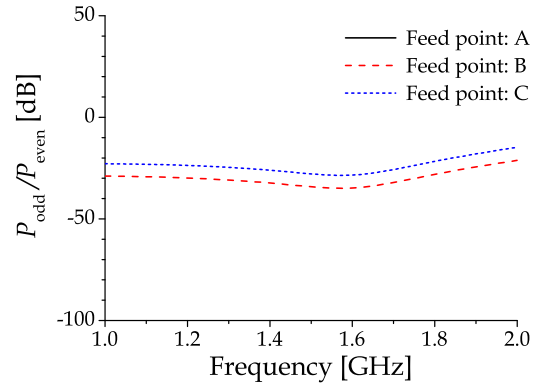


図8 ダイポールアンテナにおける電力比 $P_{\text{odd}}/P_{\text{even}}$

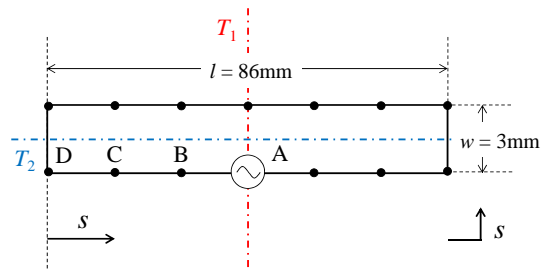


図9 折り返しダイポールアンテナの構造

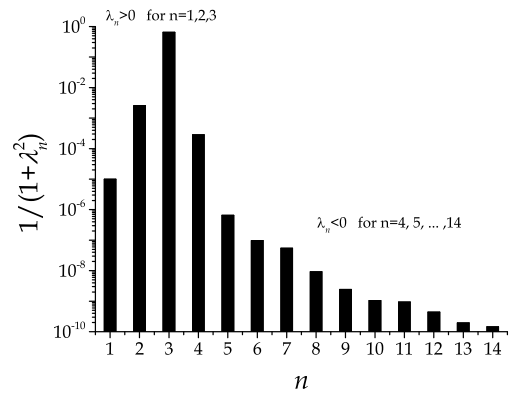


図10 折り返しダイポールアンテナにおける固有値の寄与 $1/(1+\lambda_n^2)$ (1.75 GHz)

ポールアンテナの評価を行う。区分正弦波基底の数は $N = 14$ とし、基底関数の標本点は図中の \bullet で示す点とする。アンテナ周囲に沿う距離 s の原点は、同図に示すように、左下の頂点とし、矢印の方向に s を測距するものとする。給電点位置は A, B, C の3点とする。また、対称面として給電点Aを通る平面 T_1 、2つの長辺の中心線を通る平面 T_2 の2通りを考える。対称面 T_1 は実験モデルに対応しており[4]、対称面 T_2 は折り返しループアンテナのモード分解[14]で利用される対称面である。

3.2.1 固有値

図10に、1.75 GHzでの $1/(1+\lambda_n^2)$ および λ_n の正負を示す。固有値の大きさの観点から、アンテナの動作に最も寄与する可能性が高いのはモード3であり、その固有値は $\lambda_3 = 0.73 > 0$ であって、誘導的なモードである。その次に寄与すると考えられ

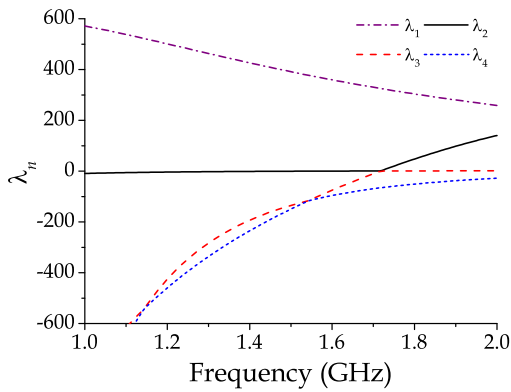


図 11 折り返しダイポールアンテナにおける固有値 λ_n の周波数特性 ($n = 1, 2, 3, 4$)

るのがモード 2 であり、その固有値は $\lambda_2 = 19.8$ であって、誘導的なモードである。続けて寄与が考えられるモード 1 および 4 の固有値はそれぞれ $\lambda_1 = 317 > 0$ および $\lambda_4 = -59.2 < 0$ である。さらに、モード n ($n = 5, 6, \dots, 14$) については、 $\lambda_n < 0$ であり、 $1/(1 + \lambda_n^2)$ の値は 10^{-6} よりも小さく、アンテナの動作にほぼ寄与しないと思われる。

図 11 に、 λ_n ($n = 1, 2, 3, 4$) の周波数特性を示す。固有値の昇順にモード番号を割り付けている関係上、周波数によりモード 2, 3, 4 の間でのモード番号の入れ替えが生じていることに注意する。モード 1 について、 λ_1 は周波数が高くなるにつれ減少するが、図中の周波数範囲では $\lambda_1 > 0$ である。1.75 GHz においてモード 2 に対応するモードについて、1.72GHz において $\lambda_3 = 0$ となり、共振する。1.75 GHz においてモード 3 に対応するモードについて、1.57GHz において $\lambda_2 = 0$ となり、共振する。しかしながら、直前のモードとは異なり、図中の周波数範囲で固有値 λ_2 は -9.12 から 1.26 までの値であり、他のモードに比べてその変化は小さい。1.75 GHz においてモード 2 に対応するモードについて、 λ_n は周波数が高くなるにつれ増加するが、図中の周波数範囲では $\lambda_n < 0$ である。

3.2.2 モード電流分布

図 12 は、1.75 GHz でのモード 1, 2, 3 および 4 に関するモード電流分布 $I_n(s)$ を示す。同図において、折り返しダイポールアンテナの頂点は距離 $s = 0, 86, 89, 175, 178$ mm が対応する。対称面として T_1 を選ぶ際、 $s = 43$ mm および $s = 132$ mm に関する偶奇性に着目する。一方、対称面として T_2 を選ぶ際、 $s = 87.5$ mm および $s = 176.5$ mm に関する偶奇性に着目する。

モード 1 について、若干の正弦波的な変動が重畳されているものの、アンテナ周囲上にほぼ一定の電流が流れていると考えられる。対称面 T_1 に対して偶対称分布であり、対称面 T_2 に対して奇対称分布である。なお、対称面 T_2 に関連して、図 12(b) では T_2 に対して偶対称の形であるが、実際の折り返しダイポールアンテナでは対辺と反対方向に電流が流れることになるので、奇対称分布とみなすべきである。

モード 2 について、折り返しダイポールアンテナのループ内で 1 周期分の正弦波が分布しており、対称面 T_1 および T_2 に対

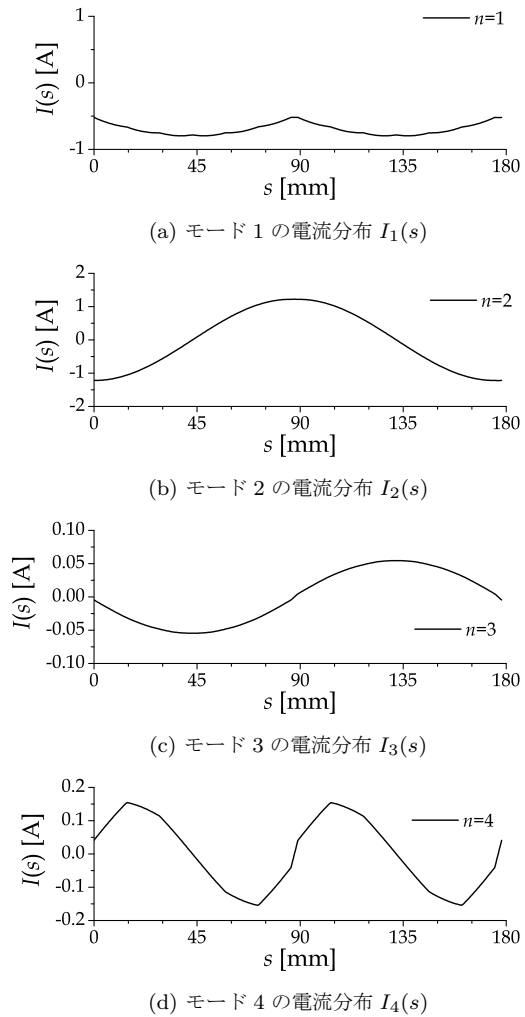


図 12 折り返しダイポールアンテナにおけるモード電流分布 (1.75 GHz)

していずれも奇対称分布である。

モード 3 について、モード 2 と同様、ループ内で 1 周期分の正弦波が分布しているが、モード 2 と比較すると腹と節の位置が反転している。このため、対称面 T_1 および T_2 に対していずれも偶対称分布である。

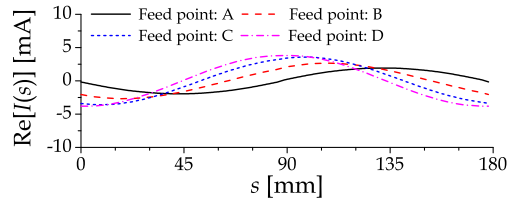
モード 4 について、ループ内で 2 周期分の周期変動が観測されている。この周期変動は完全な正弦波ではないが、類似した変動であると思われる。対称面 T_1 に対して奇対称分布であり、対称面 T_2 に対して偶対称分布である。

3.2.3 実際の電流分布

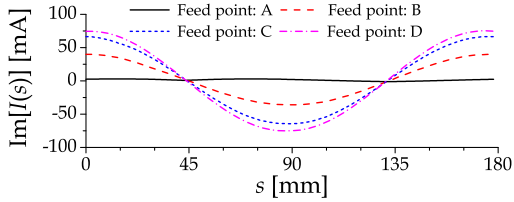
図 13(a) および (b) は、給電点 A, B, C に対する、1.75 GHz での電流分布の実部および虚部を示す。いずれの給電点の場合も、ループ状に 1 周期分の正弦波が分布している。

給電点 A の場合、対称面 T_1 および T_2 に対して、実部は偶対称分布、虚部は奇対称分布となる。実部、虚部とも振幅は同じ程度である。この分布はダイポールアンテナの給電点 A の場合の実際の電流分布に類似している。

給電点 B, C, D の場合、対称面 T_1 および T_2 に対して、虚部はほぼ奇対称分布となるが、実部の分布は偶対称でも奇対称でもない。いずれの給電点の場合も、実部は給電点で腹となる

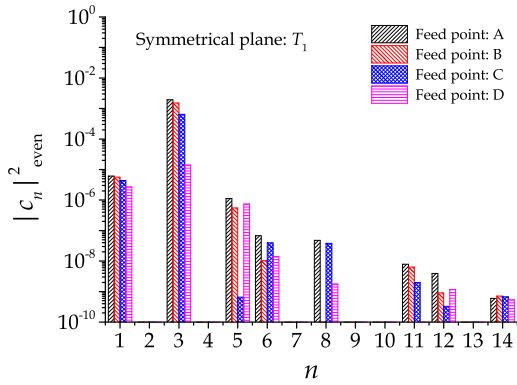


(a) 電流分布の実部 $\text{Re}[I(s)]$

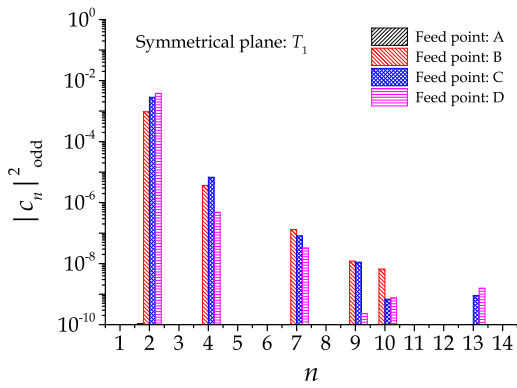


(b) 電流分布の虚部 $\text{Im}[I(s)]$

図 13 折り返しダイポールアンテナにおける電流分布 (1.75 GHz)



(a) $|c_n|^2_{\text{even}}$



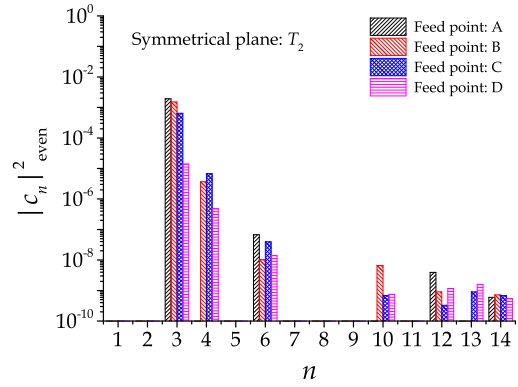
(b) $|c_n|^2_{\text{odd}}$

図 14 折り返しダイポールアンテナにおけるモード励振係数 (対称面: T_1 , 1.75 GHz)

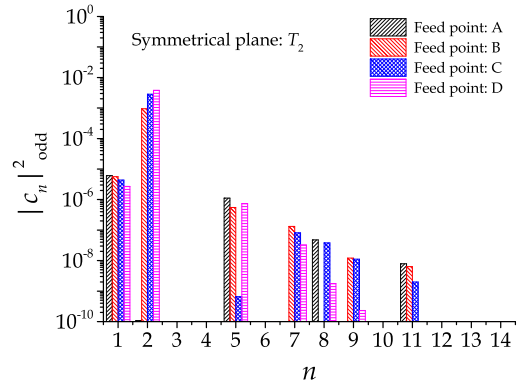
ように分布する。また、中央給電 (給電点 A) から給電位置をオフセットさせるにつれて (給電点 B, C, D), 虚部の振幅が大きくなる傾向にある。

3.2.4 モード励振係数

図 14(a) および (b) は、対称面 T_1 に対する、それぞれ偶対称および奇対称分布に関するモード励振係数の大きさの 2 乗 $|c_n|^2_{\text{even}}$ および $|c_n|^2_{\text{odd}}$ を示す。同様に、図 15(a) および (b) は、



(a) $|c_n|^2_{\text{even}}$



(b) $|c_n|^2_{\text{odd}}$

図 15 折り返しダイポールアンテナにおけるモード励振係数 (対称面: T_2 , 1.75 GHz)

対称面 T_2 に対する $|c_n|^2_{\text{even}}$ および $|c_n|^2_{\text{odd}}$ を示す。周波数は 1.75 GHz である。

給電点 A の場合、モード 2, 4, 7 の $|c_n|^2$ はほぼ 0 となり、これらのモードはほぼ励振されない。対称面 T_1, T_2 に対して、偶対称分布はモード 3 が支配的である。対称面 T_1 に対して、奇対称分布に関するモード励振係数 $|c_n|^2_{\text{odd}}$ の総和はほぼ 0 となり、奇対称分布はほとんど励振されない。対称面 T_2 に対して、奇対称分布はモード 1 が支配的であるが、偶対称分布の支配的モードであるモード 2 に比べて励振係数の大きさが十分に小さく、実質的に偶対称分布のみが存在していると考えられる。

給電点 B, C, D の場合、対称面 T_1, T_2 に対して、偶対称分布はモード 3 が支配的で、奇対称分布はモード 2 が支配的であることがわかる。対称面 T_1 に対しては、上記に加えて、偶対称分布はモード 1, 5 が、奇対称分布はモード 4, 7 が寄与する。対称面 T_2 に対しては、上記に加えて、偶対称分布はモード 4, 6 が、奇対称分布はモード 1, 5 が寄与する。

3.2.5 電力比

図 16(a) および (b) は、それぞれ対称面 T_1 および T_2 に対する、偶対称分布に対する奇対称分布の電力比 $P_{\text{odd}}/P_{\text{even}}$ の周波数特性を示す。

対称面 T_1 に対して、給電点 A の場合、電力比は小さく、 -84.7 dB から -47.5 dB の値を示す。これは、前述のように、

奇対称分布がほぼ存在しないためと考えられる。なお、電力比のカーブに何点かの尖塔性が観測されるが、特に、1.72 GHz 近傍の局所的ピークは「1.75 GHz においてモード 2 に対応するモード」の共振に対応している。給電点 B, C, D の場合、この順に電力比は大きくなっており、給電位置のオフセットによる非対称性が大きくなり、不平衡モードが多く励振されることに対応する。1.72 GHz 近傍の局所的ピークの理由は前述のとおりである。

文献[4]に示した S_{cd} の測定値と比較すると、オフセット給電より不平衡電流が発生する点は同様に確認され、さらに、給電点 B の場合を比較すると、測定値は 1.72 GHz 近傍での局所的ピークを示さないものの、解析値は測定値と概ね同様の電力比レベルとなっている。

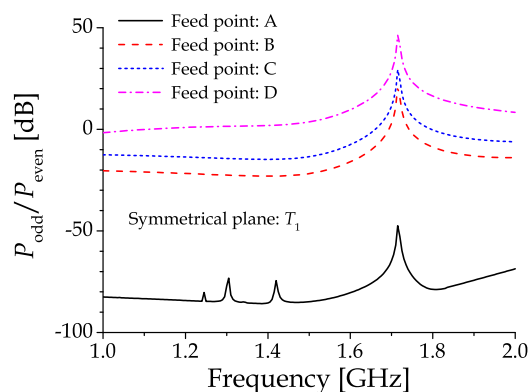
対称面 T_2 に対して、給電点 A の場合、電力比は対称面 T_1 よりも大きい。これは、モード 1 が奇対称分布を支配するためである。このように、対称面の選択により、電力比に違いが生じることに注意する必要がある。また、奇対称分布として「1.75 GHz においてモード 2 に対応するモード」が励振されないことから、1.72 GHz 近傍において局所的ピークが観測されていない。しかしながら、給電点 B, C, D の場合、奇対称分布としてモード 2 が支配的になるため、電力比のカーブに 1.72 GHz 近傍で局所的ピークが現れている。給電位置のオフセットによる非対称性が大きくなるにつれて、電力比は大きくなるが、そのカーブは対称面 T_1 とは異なる。

4. む す び

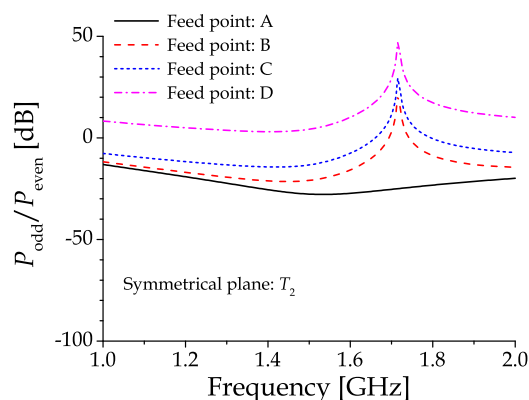
線状アンテナ上に生じる偶対称および奇対称電流分布に関する電力比を解析的に評価するために、モーメント法における特性モード解析を利用する方法を提案した。具体的には、特性モード解析で得られるモード電流分布を偶対称および奇対称電流分布に分離する方法を提案し、その電力比の評価方法を明らかにした。この提案方法を利用して、中央給電あるいはオフセット給電されたダイポールアンテナおよび折り返しダイポールアンテナにおける偶対称および奇対称電流分布に関する電力比を評価した。これにより、給電位置を含めた構造の非対称性により奇対称電流分布が生じることにより、平衡モードのみならず不平衡モードが発生することを定量的に確認した。

文 献

[1] 石井 望, アンテナ基本測定法, コロナ社, 2011.
 [2] W. R. Eisenstadt, B. Stengel and B. M. Thompson, Microwave Differential Circuit Design Using Mixed-Mode S-Parameters, Artech House Inc., 2006
 [3] 石井 望, “平衡給電された非対称アンテナへの平衡・不平衡モード分析の拡張,” 無線端末・アンテナシステム測定技術研究会資料, AMT2013-7, pp.32-39, May 2013.
 [4] 石井 望, “平衡線路で給電された様々な線状アンテナに対する平衡・不平衡モード分析,” 光応用電磁界計測研究会/無線端末・アンテナシステム測定技術研究会資料, PEM2013-9/AMT2013-8, pp.1-6, 金沢, Oct. 2013.
 [5] R. F. Harrington, *Field Computation by Moment Method*, IEEE Press, 1993.
 [6] K. D. Palmer and M. W. van Rooyen, “Simple Broadband Measurements of Balanced Loads Using a Network Analyzer,” *IEEE Trans. Inst. & Meas.*, vol. 55, no. 1, pp. 266-



(a) 対称面: T_1



(b) 対称面: T_2

図 16 折り返しダイポールアンテナにおける電力比 $P_{\text{odd}}/P_{\text{even}}$

272, Feb. 2006.
 [7] 笹森 崇行, 戸花 照雄, 磯田 陽次, “S パラメータ法を用いた入力インピーダンスの広帯域測定,” 信学論 (B), vol. J96-B, no. 9, pp.1067-1075, Sep 2013.
 [8] R. F. Harrington and J. R. Mautz, “Theory of Characteristic Modes for Conducting Bodies,” *IEEE Trans. Antennas & Propagat.*, vol. AP-19, no. 5, pp.622-628, Sep. 1971.
 [9] J. T. Mayhan, “Characteristic Modes and Wire Grid Modeling,” *IEEE Trans. Antennas & Propagat.*, vol. 38, no. 4, pp.457-469, Apr. 1990.
 [10] E. H. Newman, “Small Antenna Location Synthesis Using Characteristic Modes,” *IEEE Trans. Antennas & Propagat.*, vol. AP-27, no. 4, pp.530-531, Oct. 1979.
 [11] 石井 望, 伊藤 精彦, “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,” 信学論 (B-II), vol. J80-B-II, no. 8, pp.654-662, Aug. 1997.
 [12] J. H. Richmond, *Radiation and Scattering by Thin-Wire Structures in the Complex Frequency Domain*, NASA CR-2396, Nat. Tech. Info. Ser., May 1974.
 [13] J. H. Richmond, *Computer Program for Thin-Wire Structures in a Homogeneous Conducting Medium*, NASA CR-2399, Nat. Tech. Info. Ser., June 1974.
 [14] 森下 久, 小形アンテナの基礎, コロナ社, 2011.