

複合モード励振による小形・平面アンテナの広帯域化

野口 啓介^{†a)}

Bandwidth Enhancement of Small and Planar Antennas

Using Multi-Mode Excitation

Keisuke NOGUCHI^{†a)}

あらまし 小形・平面アンテナの広帯域化に有効な複合モード励振を取り上げ、その適用方法について説明する。小形・平面アンテナのインピーダンス特性が直列・並列共振特性を示すことから、その等価回路を直列・並列共振回路で表し、その基本的パラメータとして共振周波数、放射抵抗、 Q 値を取り扱う。 Q 値と比帯域幅について理論的に導出された下限 Q 値と小形アンテナの Q 値を比較するとともに、研究動向について説明する。直列共振型、並列共振型のアンテナに対して適用できる複合モード励振による広帯域化の手法を示し、システムが許容する VSWR に対して最大の比帯域幅の式を示すとともに、広帯域化の条件について説明する。最後に複合モードを用いた広帯域化の課題と限界について示す。

キーワード 小形アンテナ, 平面アンテナ, 複合モード, 等価回路, 広帯域化, 最大比帯域幅, Q 値

1. ま え が き

近年の情報通信 (ICT) の動向は、第 5 世代移動通信システム (5G) に向けた取り組みが盛んに行われており、モノのインターネット化 (IoT) や M2M (Machine-to-Machine)、更にはセンサネットワークなど、様々な機器に無線通信機能を備えることによるシステムの高度化が検討されている [1]。東京オリンピックが開催される 2020 年を一つの目標に国内の ICT 環境の充実に関するロードマップがまとめられており [2]、5G での無線インタフェースの充実が方向付けられている。

無線インタフェースの重要な役割を担うアンテナ・伝搬技術については、複数のアンテナを用いてスループットの向上を図る MIMO 技術の充実が進められており、 4×4 あるいは 8×8 MIMO が既に規定されている [3]。このような MIMO 技術を適用した基地局や携帯端末では、実装スペースの制約上アンテナと回路の小形化が重要となる。

無線通信システムの高度化に伴い、アンテナの多様化、多機能化が進み、小形、高性能化への要求は年々高まっている。多くの無線通信システムに用いられる小形・平面アンテナは、物理的に小形、低姿勢であるとともに、使用周波数の波長に比べて小形である電気的小形にすることが望まれる。

電気的小形アンテナは一般的に放射抵抗が小さく、リアクタンスの変化が大きくなって、極めて狭帯域なインピーダンス特性を示す。これまでに小形アンテナの電気的サイズ、それに対する特性については多くの論文が発表され、その設計手法や評価法など多岐にわたって議論されてきた [4]~[9]。特に設計要求が厳しいスマートフォン向けの小形アンテナについては技術的なノウハウも多く、卓越した技術の象徴とも見ることができる [10], [11]。

ここで取り上げる複合モード励振については、小形アンテナ特性の改善手法として早くから指摘されており [7]、携帯端末用アンテナへの適用も重要視されてきた [10]。複合モード励振とは直列共振と並列共振、TE モードと TM モード、電流と磁流などの相補的なモードを給電部構造を含むアンテナ系に組み込むことを指しており [12]、これまでも小形広帯域化に有効性を示す研究成果が報告されている。なおモードとは電磁界の TE, TM などのように各モードが直交する

[†] 金沢工業大学工学部, 野々市市

College of Engineering, Kanazawa Institute of Technology,
7-1 Ohgigaoka, Nonoichi-shi, 921-8501 Japan

a) E-mail: noguchi@neptune.kanazawa-it.ac.jp

DOI:10.14923/transcomj.2016API0002

場合をいい、正しくは数学的に直交することの証明が必要であるが、ここでは直交性の議論は避け、アンテナの小形化に有効と考えられる一体化技術を含めて説明する。

本論文では、モノポール形状の小形アンテナとマイクロストリップアンテナ (MSA) に代表される平面アンテナの等価回路を扱い、その広帯域化について論じている。2. において小形・平面アンテナの等価回路を直列共振回路及び並列共振回路で表し、その主要なパラメータとして共振周波数、放射抵抗、 Q 値に着目する。次に 3. において小形・平面アンテナの Q 値と比帯域幅について研究動向を含めて説明する。4. では複合モード励振の方法と原理について示し、その実現法を検討する。5. では複合モード励振を用いた広帯域化の課題と限界について述べる。

2. 小形・平面アンテナのインピーダンス特性

代表的な小形・平面アンテナには、図 1 に示すような形態があり、線状導体で構成されるものや、板状導体からなるものなどが挙げられる。地板上に設置されたノーマルモードヘリカルアンテナ (NMHA) やメアンダラインアンテナ (MLA) などの線状導体からなる小形アンテナは、その導体長が約 4 分の 1 波長必要であり、巻き数や折り曲げる回数を増やすことにより高さを低くし、小形化を図ることができる。平面アンテナである MSA は、通常、方形パッチの大きさが 2 分の 1 波長必要であり、板状逆 F 形アンテナ (PIFA) は短絡型 MSA として動作する場合には 2 辺の長さの和がほぼ 4 分の 1 波長の寸法が必要である。これらの

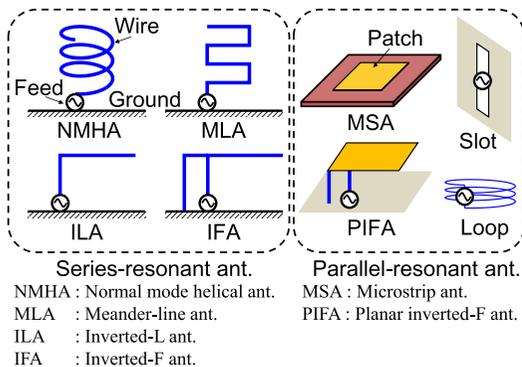


図 1 代表的な小形・平面アンテナ
Fig. 1 Popular types of small and planar antennas.

アンテナは放射特性は異なるものの、インピーダンス特性は図 1 に示すように直列共振型及び並列共振型のアンテナに分類できる。これらのアンテナのインピーダンス特性を求めると図 2 に示すように直列共振特性あるいは並列共振特性を示し、それぞれ反射係数面 (スミスチャート)、放射抵抗とリアクタンスの周波数特性及び VSWR は図のような変化を示す。なお図 1 に示したアンテナの分類について、IFA は Γ 整合回路 (ガンママッチング) を設けた ILA と捉えることができ、給電点から開放端までの導体長が約 4 分の 1 波長のとき直列共振特性を示す。しかし周波数の下限 f_{low} が 0 Hz に近い場合にはインピーダンスが 0Ω に近づき、図 2 の特性と異なることに注意が必要である。また、MSA についても方形パッチの寸法が 2 分の 1 波長に相当するとき開放型共振器として動作し並列共振特性を示すが、 f_{low} が 0 Hz に近い場合にはインピーダンスが無限大に近づく。

図 2 のインピーダンス特性に対する等価回路は図 3 のように放射抵抗 R 、放射コンダクタンス G 、インダクタンス L 及びキャパシタンス C から構成される回路で表すことができる。 ω は角周波数である。なお、本論文では等価回路を扱う観点から、図 2 に示すように共振周波数 f_0 をリアクタンスが零となる周波数とする。

図 3 のように等価回路を表した場合、共振周波数近

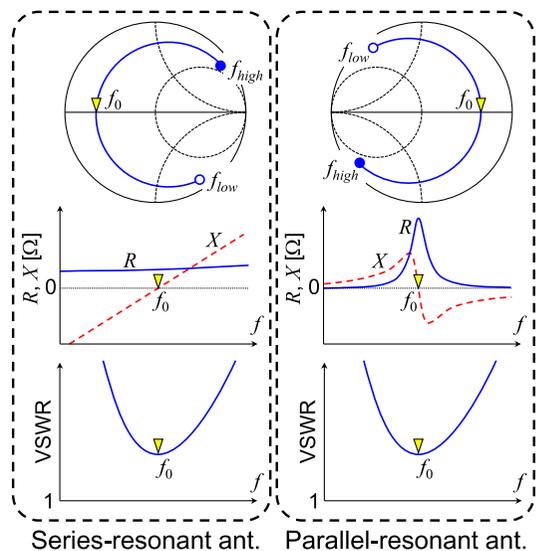


図 2 直列・並列共振回路のインピーダンス特性
Fig. 2 Impedance characteristics of series and parallel resonance circuits.

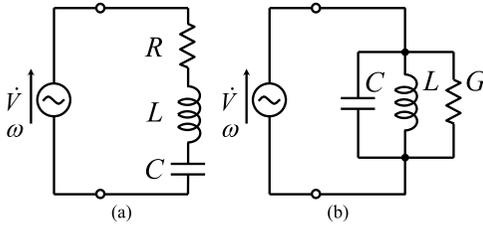


図3 直列・並列共振回路

Fig. 3 Series and parallel resonance circuits. (a) series-resonant circuit, (b) parallel-resonant circuit.

傍での直列共振回路と並列共振回路の放射インピーダンス Z_r^s , 及び放射アドミタンス $Y_r^p = 1/Z_r^p$ (Z_r^p : 並列共振回路の放射インピーダンス) はそれぞれ次式のように表すことができる.

$$\begin{aligned} Z_r^s &= R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \\ &= R + jRQ\left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right) \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} Y_r^p &= G + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right) \\ &= G + jGQ\left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right) \end{aligned} \quad (2)$$

ここで Q はアンテナの放射の Q 値を表す. 上式の変形については共振条件を用い, 共振周波数 $f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC}$ とした. これらの式を用いると, 共振時のインピーダンスまたはアドミタンスを R, G, Q, f_0 で扱うことができ, アンテナインピーダンスの回路的な取り扱いが容易になる.

放射抵抗 R, Q 値の数値例として, MLA の高さ h に対する値をモーメント法により求めた結果を図4, 図5に示す [13]. 図中の λ と r はそれぞれ共振波長と導体半径を表している. これらの図から分かるように, メンダの段数 N によらずほぼ一定の傾向が見られ, この結果からそれぞれ導出した近似式は次式のように表すことができる.

$$R = 545 \left(\frac{h}{\lambda}\right)^{1.8} \quad (3)$$

$$Q = \frac{0.277}{(h/\lambda)^{2.0}} \quad (4)$$

なお上式は $N = 3$ を代表として示した. 理論的な放射抵抗については微小ダイポールアンテナに対して求められた次式が良く知られている.

$$R = 80\pi^2 \left(\frac{h}{\lambda}\right)^2 \quad (5)$$

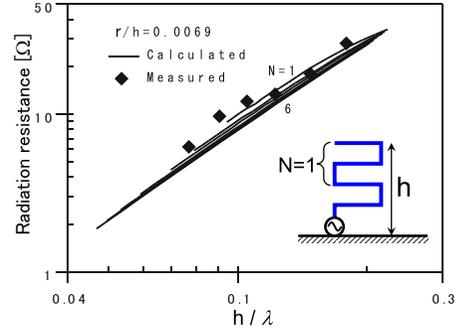


図4 MLAの放射抵抗
Fig. 4 Radiation resistance of MLA.

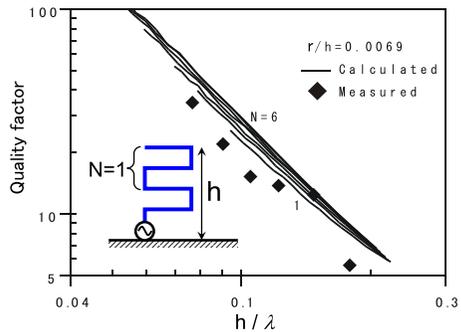


図5 MLAのQ値
Fig. 5 Quality factor of MLA.

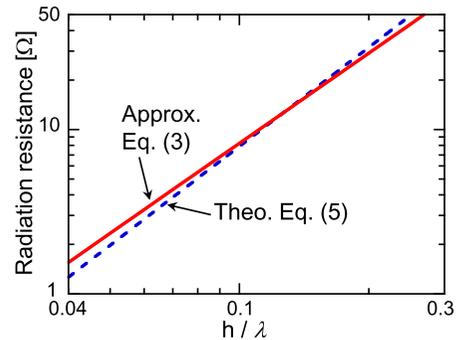


図6 放射抵抗の理論値と近似値
Fig. 6 Theoretical and approximated radiation resistance.

放射抵抗について式 (3) と式 (5) から求めた値をグラフに示すと, 図6のようにほぼ一致する.

3. 小形・平面アンテナの Q 値と比帯域幅

様々な形状寸法をもつ小形・平面アンテナに適用できる Q 値の一般式はなく, 理論的な検討から下限 Q 値が求められている. 下限 Q 値と小形アンテナに関する

議論は盛んに行われており、導体を折り曲げて小形化を図ったダイポール形[14]、トップロードモノポール形[15]、球状かご形（ワイヤーケージ）[16]、[17]、パッチアンテナ[18]などのアンテナ形状に関する Q 値の研究、下限 Q 値の理論式や Q 値と比帯域幅との関係に関する研究[19]~[25]など、様々な方面で行われている。下限 Q 値とアンテナ形状に関する最近の研究では Gustafsson が円柱や直方体に対する下限 Q 値を理論的に導出している[22]~[24]。これらの研究については理論の検証と実用的な面からの検討が必要と考えられ、現状では次の式が小形アンテナ設計に有用とされている[9]。

$$Q = \frac{1}{ka} + \frac{1}{n(ka)^3} \quad (6)$$

ここで、 k は波数、 a はアンテナの物理的寸法を表し、 ka はアンテナの電気的サイズを表す。また、 n は TE, TM のモード数を表し、TE または TM いずれかの場合は $n = 1$ 、TE 及び TM モードのいずれも含む場合には $n = 2$ としている[21]。

この下限 Q 値の理論式(6)と近似式(4)を計算し比較した結果を図7に示す。なお、図中の模式図はアンテナが収まる球を考え、近似的に MLA の高さを半径 h として扱っている。この図より、MLA の Q 値に対する近似式(4)に比べ、理論式(6)の方が相当小さい。例えば $h/\lambda = 0.1$ に対して、近似式では $Q = 27.7$ 、理論式では $Q = 5.6$ ($n = 1$ の場合)である。これは MLA のような線状アンテナでは球内の電気的体積が小さいことによると考える。

これら Q 値の式からも分かるように、アンテナのサイズが小さくなれば Q 値は大きな値とならざるを得ず、下限 Q 値が得られたとしてもアンテナのサイズ

が波長に比べて小さく、例えば 0.05 波長より小さい場合には Q 値が 20 を超える値となるために、 Q 値に反比例する帯域幅は高々 5% 以下になる。電気的小形アンテナの Q 値に関して下限 Q 値に近いアンテナを得ることは、アンテナ理論としては興味深い点であるが、下限 Q 値に近いアンテナを得ようとするワイヤーケージアンテナ[16]、[17]のようになり、実用的な面には不向きと考える。アンテナを使用する立場から見れば、 Q 値よりもむしろ比帯域幅が重要であり、その場合は次式の比帯域幅 B と放射効率 η との積 ($B\eta$ 積)を用いた議論を行うなど、実質的な見方が重要である[9]。

$$B\eta = \frac{\eta}{\sqrt{2}Q} \quad (7)$$

なお上式の $B\eta$ 積は、式(6)と後に示す式(12)を用い、単一共振時の許容 VSWR $\rho = 2$ として求めたもので、一つの指標に過ぎない。他にも実質的な電気的体積を考慮した小形化に関する指標の検討がなされており[8]、[10]、[11]、現時点では複数の指標による電気的小形アンテナの評価が必要と考える。

4. 複合モード励振による広帯域化

前章までに説明した単一共振の特性に対して広帯域化を行うには、通常給電部に整合回路を設ける必要がある。しかしアンテナ自身に整合機能をもたせ、更に広帯域化ができればアンテナとは別に整合回路を設ける必要はなくなり、放射効率を高めることにもつながる。アンテナの構造物に何らかの方法を用いて複数の共振、すなわち複合モードを発生させることができれば、アンテナ自身による整合及び広帯域化が可能となる。複合モード励振には幾つかの方法が挙げられるが[12]、小形・平面アンテナの広帯域化に有効なものとしては直列・並列共振の組合せによる研究例が多く、その原理としては放射インピーダンスのリアクタンス成分を非放射インピーダンスによって打ち消す方法に基づいている。

複合モードは、放射インピーダンスに対し相補的なインピーダンスを付加することによって発生させることができる。具体的には、直列共振の放射インピーダンスに対し、並列共振のインピーダンスを結合させる。放射インピーダンスが並列共振の特性をもつ場合には、直列共振のインピーダンスを結合する。その結合させるインピーダンスをアンテナの給電部に設けた場合に

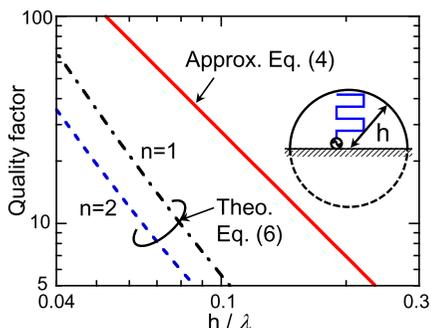


図7 理論的に求められた Q 値と MLA の Q 値
Fig. 7 Theoretical and approximated quality factors.

は整合回路ということになる。しかし整合回路を設けた場合、その大きさが問題になるとともに、損失も増加し、結局は効率を低下させることになる。このためアンテナの構造物の中に結合させるインピーダンスをある方法を用いて発生する必要がある。その方法として、非励振素子、分岐素子（ブランチ）、スリット装荷、折返し構造などがある。以下、直列共振型アンテナと並列共振型アンテナそれぞれに対する複合モード励振による広帯域化の方法を示す。

4.1 直列共振型アンテナ

直列共振型アンテナに対する複合モード励振は多くのアンテナ形状に対して行われており、整合板付き容量装荷型モノポールアンテナ [27]、逆 L 形アンテナ (ILA) [28], [29]、ノーマルモードヘリカルアンテナ (NMHA) [30], [31]、メアンダラインアンテナ (MLA) [32] などが挙げられる。逆 F 形アンテナ (IFA) については、長さが異なる線状導体を設けることにより直列・並列共振の電流経路をアンテナ上に構成し、広帯域な特性を実現している [33]。

前述のような直列共振型の小形アンテナについては、並列共振のインピーダンスを結合させ、アンテナのリアクタンスを打ち消すことにより広帯域化を図ることができる。その一つの方法として折返し構造の形成があり、その実現例を図 8 に示す（略号の始めに折返しの意味として“F” (Folded) を記した)。図 8(a) に示すように、二つのストリップ導体を近接して設置し、導体の一方を給電し、もう一方を接地する。二つの導体を接続する短絡点を導体の途中に設け、折返し構造を形成している。この構造は図 8 以外のアンテナにも適用でき、応用範囲が広いと考えられる。動作原理は折返しダイポールアンテナと同様であり、図 9 に示すように電流の二つのモードが同時に発生し、放射モードとしてのアンバランスモードと非放射モードとしてのバランスモードに分けて考えることができる。

放射モードとは放射に寄与するモードであり直列共振特性を示す。一方、非放射モードは伝送線路として動作するモードであり、先端短絡伝送線路のインピーダンス特性を有する。これらの二つのモードによるインピーダンス特性の共振周波数が一致し、リアクタンス成分が相殺されることにより、広帯域な特性が実現できる [26]。なお、図 9 の左図に示すようにスミスチャートの中心で円を描く特性を得るには、直列共振特性をもつ放射モードのインピーダンスに対し、共振周波数より低周波数領域 ($f_{low} \sim f_0$) において入力イ

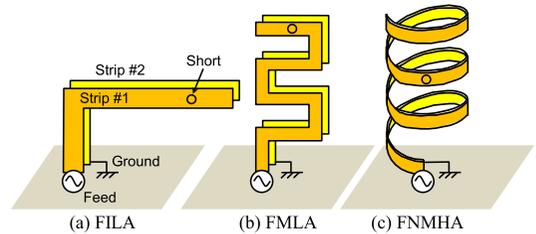


図 8 折返し構造を用いて広帯域化した小形アンテナ
Fig. 8 Wideband small antennas with folded structure.

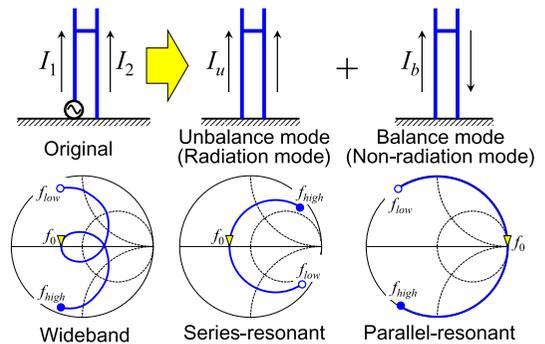


図 9 電流モードとインピーダンス特性
Fig. 9 Current modes and impedance characteristics.

ンピーダンスが誘導性リアクタンスとなるように非放射モードのインピーダンスが作用し、一方高周波数領域 ($f_0 \sim f_{high}$) では入力インピーダンスが容量性リアクタンスとなるように非放射モードのインピーダンスが作用する必要がある。

折返し構造を設けた場合の小形アンテナの等価回路を図 10 に示す。等価回路はアンバランス、バランスモードのインピーダンス Z_u , Z_b 及びトランスから構成される。 Z_{in} , Z_u 及び Z_b は、それぞれ給電点での入力インピーダンス、放射インピーダンス及び伝送線路インピーダンスに相当し、 Z_u は直列共振特性をもち、 Z_b は並列共振特性をもつ。小形アンテナでは小さい放射抵抗が問題になるが、 n^2 倍のインピーダンスステップアップ比（ここでの n は式 (6) とは異なることに注意）をもつトランスにより変換され、放射抵抗が数 Ω の場合にも給電線路の特性インピーダンス（例えば 50Ω ）に整合が可能となる。例えば、アンテナの高さ h が 10 分の 1 波長の場合、式 (5) より放射抵抗 R は約 7.9Ω となり、そのままでは 50Ω の給電線路に整合が取れない。しかし給電する導体と同じ導体半径あるいはストリップ幅の導体を用いて折返し構造

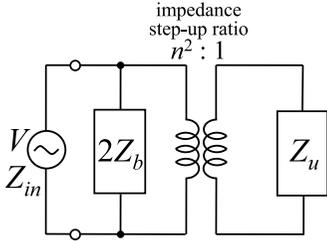


図 10 折返し構造を設けた小形アンテナの等価回路
Fig. 10 Equivalent circuit of a folded small antenna.

を設ければ、ステップアップ比 $n^2 = 4$ が得られ、入力インピーダンスの抵抗分を約 31.6Ω まで大きくとることができる。これは VSWR に換算して 6.3 から 1.6 に改善したことに相当する。

図 10 の等価回路において成り立つ関係式を以下に示す。

$$Z_u = Z_r^s \quad (8)$$

$$Z_b = jZ_c \tan \beta \ell \quad (9)$$

$$Z_{in} = \frac{2n^2 Z_u Z_b}{n^2 Z_u + 2Z_b} \quad (10)$$

ここで式 (9) での Z_c, β, ℓ はそれぞれ伝送線路の特性インピーダンス、位相定数、線路長（給電点と短絡点の距離）を表している。 Z_c は、アンテナの給電点に接続される給電線路の特性インピーダンス Z_0 と異なり、二つの導体間の特性インピーダンスである。一般に $Z_0 = 50 \Omega$ であるが、この場合の Z_c は数 Ω から 10Ω の値を取り、非常に小さい。ストリップ導体を近接して設置するのは、この Z_c の値を小さくする必要があるのであり、 Z_c が十分に小さい値が取れない場合には、広帯域な特性が得られず、単にステップアップした直列共振特性のインピーダンスとなって、狭帯域な特性となる。

折返し構造を設けた小形アンテナにおいて、図 9 に示すようにスミスチャートの中心で二重共振特性が得られた場合、システムが許容する VSWR ρ に対し、得られる最大の比帯域幅 B_{dbl} は、次式となる [29]。

$$B_{dbl} = \frac{\sqrt{\rho^2 - 1}}{Q} \quad (11)$$

これは、単一共振の特性で得られる比帯域幅 B_{sgl}

$$B_{sgl} = \frac{\rho - 1}{\sqrt{\rho}Q} \quad (12)$$

に比べれば、次の倍率をもつ。

$$\xi = \sqrt{\frac{\rho(\rho + 1)}{\rho - 1}} \quad (13)$$

移動通信システムにおいて規定される VSWR は、通常 $\rho = 2$ であり、その場合の ξ は 2.4 倍と算出される。MLA を例にとり、 Q 値の近似式 (4) が有効であるとすると、高さ h と比帯域幅 B との関係は、

$$\frac{h}{\lambda} \propto \sqrt{B} \quad (14)$$

であり、ある帯域に対して単一共振の MLA に比べ、二重共振の FMLA の高さは $1/\sqrt{2.4} \approx 64\%$ まで小形化できる。

折返し構造による広帯域化及び小形化した場合、次の問題が生じる。すなわち、(1) 放射抵抗のステップアップ比 n^2 、(2) 放射リアクタンスを相殺するための線路のインピーダンスである。(1) (2) 共に 2 導体の太さあるいはストリップ導体幅と導体間隔に関係するが、(2) については次の広帯域化の条件式より検討できる [29]。

$$\ell = \frac{(2m - 1)\lambda}{4} \quad (15)$$

$$Z_c = (2m - 1) \frac{\pi Z_0 \rho}{8Q} \quad (16)$$

上式において m は自然数、 Z_0 は給電線路の特性インピーダンスを表す。小形化することでアンテナの Q 値は大きくなり、周波数に対するリアクタンスの変化が増大する。そのリアクタンスを打ち消すには式 (9) のリアクタンスを大きくとればよいが、そのためには線路長 ℓ を長くとり、すなわち式 (15) での m を大きな値とするか、 Z_c が小さい値となるように伝送線路の構成を工夫する必要がある。式 (16) より求めた広帯域化に必要な特性インピーダンス Z_c を図 11 に示す。

4.2 並列共振型アンテナ

並列共振型アンテナである MSA の複合モード励振については給電構造とパッチ形状に工夫が行われた研究例があり、パッチ下部からの折返し逆 L 形プロープ給電 [34]、パッチ上面でのスタブ装荷 [35], [36]、U 字スロット付パッチまたは E 形パッチを用いた広帯域化 [37], [38] が提案されている。その他の例としては電流と磁流の組合せという観点からループと線状アンテナとの組合せを用いたもの [39] や、スライド構造をもつ携帯端末に有効な方法として、スライド構造の並列共振を応用した研究例が報告されてい

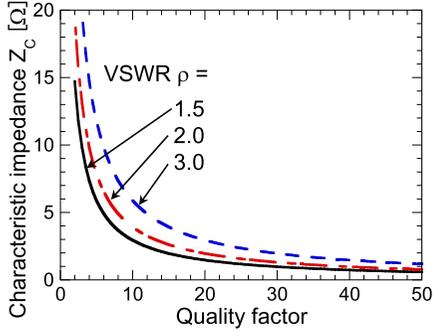


図 11 Q 値に対する特性インピーダンス
Fig. 11 Characteristic impedance Z_c versus quality factor.

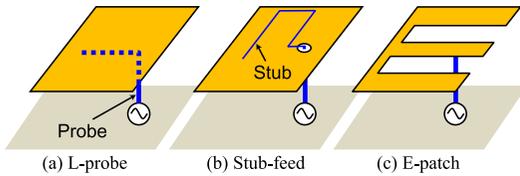


図 12 複合モード励振を用いた MSA
Fig. 12 MSAs using multi-mode excitation.

る [40].

前述の複合モード励振を用いた MSA の広帯域化例を図 12 に示す。MSA は、その放射インピーダンスに直列共振インピーダンスを設けることにより、広帯域化を図ることができる。図 12(a) は給電プローブに逆 L 形の素子を用い、パッチを電磁結合給電することにより励振している [34]。図 12(b) は、パッチに設けた穴から給電プローブをパッチ上面に突き出し、パッチ上に設けたスタブに給電を行い、スタブとパッチとの電磁結合を行っている [35]。図 12(c) はパッチに二つのスリットを設け、E 形のパッチにすることにより、スタブを設けた場合と同様の効果をもたせている [38]。

図 12 のような励振方法を用いた場合の等価回路を図 13 に示す。この等価回路は放射インピーダンス Z_r 、直列共振インピーダンス Z_s 、プローブリアクタンス X_p からなり、 Z_r 及び Z_s は次のように表すことができる。

$$Z_r = Z_r^p \quad (17)$$

$$Z_s = -jZ_c \cot \beta l \quad (18)$$

なお、プローブリアクタンスについては誘導性リアクタンスで表される。式 (18) において、 l はプローブ、スタブまたはスリットで構成される先端開放伝送線路

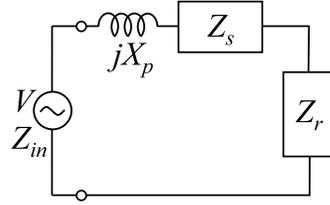


図 13 複合モード励振 MSA の等価回路
Fig. 13 Equivalent circuit of an MSA using multi-mode excitation.

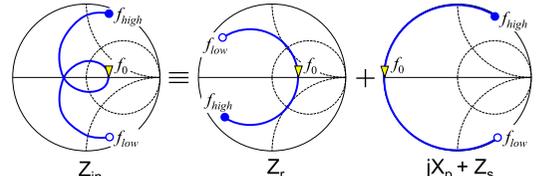


図 14 複合モード励振 MSA のインピーダンス特性
Fig. 14 Impedance characteristics of an MSA using multi-mode excitation.

の長さを表し、 Z_c はその線路の特性インピーダンスである。この方法を用いて広帯域化を図った複合モード励振 MSA のインピーダンス特性を図 14 に示す。

図 14 の入力インピーダンス Z_{in} の特性のように、スミスチャートの中心で円を描く特性を得るには、並列共振特性をもつ Z_r に対し、共振周波数より低周波数領域 ($f_{low} \sim f_0$) において Z_{in} が容量性リアクタンスとなり、一方高周波数領域 ($f_0 \sim f_{high}$) では Z_{in} が誘導性リアクタンスとなるようにインピーダンス $jX_p + Z_s$ が作用する必要がある。この場合の比帯域幅 B は、直列共振型の場合と同様であり、式 (11) のように表すことができる [36], [38]。この方法による広帯域化では、放射インピーダンスのリアクタンスを直列共振のリアクタンスにより打ち消す必要があり、その条件式としては、以下のように表すことができる。

$$\ell = \frac{(2m-1)\lambda}{4} \quad (19)$$

$$Z_c = \frac{4Z_0Q}{(2m-1)\pi\rho} \quad (20)$$

上式における各パラメータは直列共振型での条件式 (15), (16) と同様である。 $m = 2$ 、すなわち $\ell = 3\lambda/4$ の伝送線路において広帯域化に必要な特性インピーダンス Z_c の計算値を図 15 に示す。

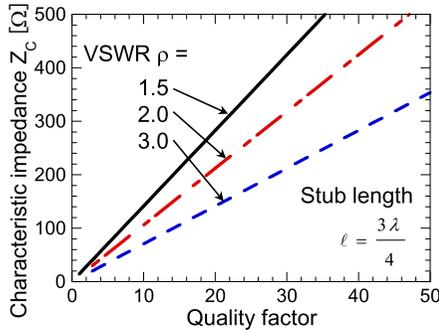


図 15 複合モード励振 MSA の広帯域化に必要な特性インピーダンス

Fig. 15 Characteristic impedance of an MSA using multi-mode excitation.

5. 複合モード励振を用いた広帯域化の課題と限界

複合モードを用いた小形化の限界としては、(1) 放射抵抗に対する対策、(2) 放射リアクタンスを相殺するリアクタンスのアンテナの構造物中での実現にある。直列共振型アンテナの場合、(1) については放射抵抗が数 Ω 以下となり、給電線路の特性インピーダンスに整合を図るにはアンテナの入力インピーダンスが大きく見えるように工夫する必要がある。(2) については、式 (16) または図 11 に示すように、アンテナの Q 値の増加に伴って小さい値の Z_c を実現する必要がある。更にはリアクタンスを実現する回路を大きくする、伝送線路で実現する場合には線路長を長くする必要が生じる。その場合には結局放射に寄与する導体部以上にリアクタンスのための素子が大きくなってしまい、小形化が困難となる。また、回路の規模が大きくなれば、実質的に整合回路を付加していることと等価になり、損失も増加することとなる。

並列共振型アンテナについても上記 (2) のリアクタンスの問題が生じ、式 (20) または図 15 に示すように、 Q 値が 30 を超える場合には、許容 VSWR $\rho = 2$ に対して、 Z_c が 300Ω 以上必要である。このように大きな値の Z_c を実現することができない場合、MSA の Q 値を小さくするために高さを 0.1 波長程度まで高くするか、異なる方法で大きなリアクタンスを実現する必要がある。その実現例として折返し逆 L 形プロープ給電 [34] あるいは開放スタブと短絡スタブの組合せ [36] が考案されている。

複合モードを用いるには、放射に寄与するモードの

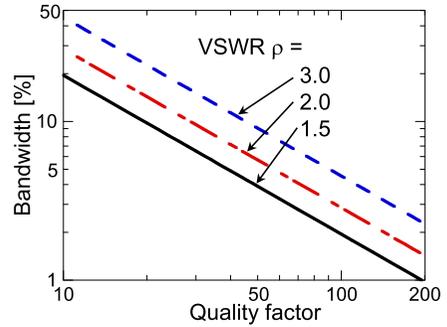


図 16 Bode 限界による比帯域幅
Fig. 16 Bandwidth calculated with Bode-limit.

他に整合に寄与するが放射には影響しない、すなわち直交モードを組み込む必要がある。そのためには複数の導体をアンテナ内に組み込むか、電磁界を操作する工夫が必要となり、回路規模が大きい場合には小形化が困難となる。また、複合モードを用いてチェビシェフ特性のような多重共振特性を得た場合にも、次の Bode 限界 (Bode-limit) は超えられないとされている [9], [41].

$$\begin{aligned} B &= \frac{1}{Q} \frac{\pi}{\ln(1/|\Gamma|)} \\ &= \frac{1}{Q} \frac{\pi}{\ln\{(\rho+1)/(\rho-1)\}} \end{aligned} \quad (21)$$

ここで Γ , ρ はシステムにおいて規定され、それぞれ許容反射係数、許容 VSWR を表す。この Q 値に対する比帯域幅を求めた結果を図 16 に示す。これより、 Q 値が 10、 $\rho = 2$ の場合には比帯域幅が 28.6%、 Q 値が 50 に対しては 5.7% となり、式 (11) より得られる値の 17.3%、3.5% に比べ、約 1.6 倍あり、まだ帯域を広げられる可能性は残っている。

6. む す び

本論文では、小形・平面アンテナの複合モード励振を用いた広帯域化について取り扱い、はじめに代表的な小形・平面アンテナのインピーダンス特性が直列・並列共振特性をもち、等価回路として直列・並列共振回路が有効であることを示した。次に直列・並列共振特性を表す式を示し、そのパラメータとして放射抵抗、 Q 値、共振周波数があることを述べ、メアンダラインアンテナの例を用いて放射抵抗と Q 値の理論値、下限 Q 値との比較を行った。直列・並列共振型アンテナに対し、複合モード励振による広帯域化の手法を示し、その等価回路に基づくインピーダンス特性と許容

VSWR に対する最大の比帯域幅を示した。最後に複合モード励振を用いた広帯域化の課題と限界について説明し、更に帯域を広げられる可能性があることを示唆した。

今後の課題としては、複数のモードの励振方法とそのモードを利用した広帯域化の方法、他の小形化手法や一体化技術の複合による小形広帯域化について検討する必要がある。更には小形・平面アンテナで重要となる放射効率について検討する必要がある、複合モードで生じる伝送線路モードでの損失などを具体的に評価する。

文 献

- [1] 総務省, 平成 27 年版 情報通信白書, July 2015.
- [2] 布施田英生, “2020 年代の移動通信-5G のビジョン,” 信学誌, vol.98, no.5, pp.342-346, May 2015.
- [3] 渡辺文夫, “移動体通信システムの最新動向-アンテナ・伝播への期待,” 信学技報, A-P2014-118, Oct. 2014.
- [4] 藤本京平, “小形アンテナ,” 信学誌, vol.55, no.9, pp.1235-1239, Sept. 1972.
- [5] 藤本京平, “小形アンテナ,” 信学誌, vol.60, no.4, pp.391-397, April 1977.
- [6] 藤本京平, “小形アンテナに関する研究動向,” 信学誌, vol.70, no.8, pp.830-838, Aug. 1987.
- [7] 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.
- [8] 新井宏之, “小形アンテナ: 小形化手法とその評価法,” 信学論 (B), vol.J87-B, no.9, pp.1140-1148, Sept. 2004.
- [9] D.F. Sievenpiper, D.C. Dawson, M.M. Jacob, T. Kanar, S. Kim, J. Long, and R.G. Quarfoth, “Experimental validation of performance limits and design guidelines for small antennas,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.60, no.1, pp.8-19, Jan. 2012.
- [10] 森下 久, “小形携帯端末用アンテナ: 設計概念から将来展望まで,” 信学論 (B), vol.J88-B, no.9, pp.1601-1612, Sept. 2005.
- [11] 小柳芳雄, “モバイル通信端末用小形アンテナの設計課題とその解決技術,” 信学論 (B), vol.J98-B, no.9, pp.842-852, Sept. 2015.
- [12] 電子情報通信学会 (編), アンテナ工学ハンドブック (第 2 版), pp.276-277, オーム社, 2008.
- [13] 野口啓介, 東梅林英明, 水澤丕雄, 山口 尚, 奥村善久, 別段信一 “小形メアングラインアンテナのインピーダンス特性,” 信学論 (B-II), vol.J81-B-II, no.2, pp.183-184, Feb. 1998.
- [14] M. Shahpari, D.V. Thiel, and A. Lewis, “An investigation into Gustafsson limit for small planar antennas using optimization,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.62, no.2, pp.950-955, Feb. 2014.
- [15] R.T. Cutshall and R.W. Ziolkowski, “Performance characteristics of planar and three-dimensional versions of a frequency-agile electrically small antenna,” IEEE Antennas Propag. Mag., vol.56, no.6, pp.53-71, Dec. 2014.
- [16] O.S. Kim, “Rapid prototyping of electrically small spherical wire antennas,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.62, no.7, pp.3839-3842, July 2014.
- [17] S.R. Best, “Electrically small resonant planar antennas,” IEEE Antennas Propag. Mag., vol.57, no.3, pp.38-47, June 2015.
- [18] G.A. Mavridis, D.E. Anagnostou, and M.T. Chryssomallis, “Evaluation of the quality factor, Q, of electrically small microstrip-patch antennas,” IEEE Antennas Propag. Mag., vol.53, no.4, pp.216-224, Aug. 2011.
- [19] R.C. Hansen, “Fundamental limitations in antennas,” Proc. IEEE, vol.69, no.2, pp.170-182, Feb. 1981.
- [20] A.D. Yaghjian and S.R. Best, “Impedance, bandwidth, and Q of antennas,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.53, no.4, pp.1298-1324, April 2005.
- [21] D.M. Pozar, “New results for minimum Q, maximum gain, and polarization properties of electrically small arbitrary antennas,” Proc. EuCAP 3rd Eur. Conf. on Antennas and Propagation, pp.1993-1996, March 2009.
- [22] M. Gustafsson, M. Cismasu, and G. Kristensson, “Illustrations of new physical bounds on linearly polarized antennas,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.57, no.5, pp.1319-1327, May 2009.
- [23] M. Gustafsson, M. Cismasu, and B.L.G. Jonsson, “Physical bounds and optimal currents on antennas,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.60, no.6, pp.2672-2681, June 2012.
- [24] M. Gustafsson and B.L.G. Jonsson, “Antenna Q and stored energy expressed in the fields, currents, and input impedance,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.63, no.1, pp.240-249, Jan. 2015.
- [25] A.R. Lopez, “Comment on the definition of antenna half-power impedance-matching bandwidths,” IEEE Antennas Propag. Mag., vol.56, no.1, pp.156-158, Feb. 2014.
- [26] R.C. Johnson, ed., Antenna engineering handbook 3rd. ed., Chap. 43, Sec. 43-7, McGraw-Hill, 1992.
- [27] 関根秀一, 石曾根孝之, 安達三郎, “整合板付き円板装荷折返しモノポールアンテナ,” 信学論 (B), vol.J71-B, no.11, pp.1248-1251, Nov. 1988.
- [28] 森下 久, 小形アンテナの基礎, pp.119-137, コロナ社, 2012.
- [29] 野口啓介, 牧野 滋, 廣田哲夫, 伊東健治, “折返し逆 L 形アンテナの広帯域化,” 信学論 (B), vol.J98-B, no.6, pp.509-516, June 2015.
- [30] K. Noguchi, S. Betsudan, T. Katagi, and M. Mizusawa, “A compact broad-band helical antenna with two-wire helix,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.51, no.9, pp.2176-2181, Sept. 2003.
- [31] A. Celebi, M. Kenkel, and T.Y. Wong, “Bandwidth enhancement of a compact transverse bilateral helical

- antenna with parasitic element for mobile device applications,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.63, no.3, pp.937–945, March 2015.
- [32] 野口啓介, 水澤丕雄, 山口 尚, 奥村善久, 別段信一, “2線式小形メアンダラインアンテナの広帯域化,” *信学論 (B)*, vol.J82-B, no.3, pp.402–409, March 1999.
- [33] 関根秀一, 伊藤敬義, 大館紀章, 村上 康, 庄木裕樹, “並列共振を用いた広帯域逆 F アンテナの設計,” *信学論 (B)*, vol.J86-B, no.9, pp.1806–1815, Sept. 2003.
- [34] 池田一樹, 鹿子嶋憲一, 尾保手茂樹, “折返し逆 L 形ブロープ給電により帯域拡大したパッチアンテナ,” *信学論 (B)*, vol.J93-B, no.3, pp.513–521, March 2010.
- [35] 中野新司, 水澤丕雄, 野口啓介, 別段信一, 片木孝至, “パッチ上面に設けたスタブによる偏波ダイバーシチパッチアンテナの広帯域整合,” *信学論 (B)*, vol.J86-B, no.11, pp.2428–2432, Nov. 2003.
- [36] 柳 崇, 西岡泰弘, 深沢 徹, 大橋英征, 宮下裕章, 小西善彦, “広帯域整合用スタブと開放端容量を併用した直交偏波共用マイクロストリップアンテナ,” *信学論 (B)*, vol.J94-B, no.9, pp.1169–1180, Sept. 2011.
- [37] A. Deshmukh and K.P. Ray, “Analysis of broadband variations of U-slot cut rectangular microstrip antennas,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol.57, no.2, pp.181–193, April 2015.
- [38] K. Noguchi, H. Rajagopalan, and Y. Rahmat-Samii, “Design of E-shaped patch antennas by using the multi-conductor transmission line mode theory,” *Proc. APMC 2010*, pp.84–87, Nov. 2010.
- [39] 吉川嘉茂, 堀池良雄, 小川晃一, “情報家電内蔵に適した電流・磁流励振型ループアンテナ,” *信学技報*, A-P2004-52, July 2004.
- [40] 西本研悟, 深沢 徹, 宮下裕章, 小西善彦, “スライド構造の共振を利用した小型端末用アンテナの広帯域化方法,” *信学論 (B)*, vol.J96-B, no.9, pp.1019–1027, Sept. 2013.
- [41] G. Matthaei, L. Young, and E.M.T. Jones, *Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures*, Chap. 1, pp.1–5, Artech House, 1980.

(平成 28 年 1 月 4 日受付, 4 月 26 日再受付,
6 月 2 日早期公開)



野口 啓介 (正員)

平 2 金沢工大・工・電子卒. 平 4 東北大学大学院博士前期課程了. 同年 (株) 日立製作所入社. 平 7 金沢工大・工・電子・助手. 平 21~22 米 UCLA 滞在研究員. 現在, 同電気系・教授. 移動体通信用小形アンテナの研究に従事. 平 10 電気学会論文発表賞, 平 20 本会通ソ優秀論文賞受賞. IEEE 会員. 博士 (工学).