

電気的小型アンテナの放射効率向上に関する研究

Improvement of the Radiation Efficiency
for Electrically Small Antennas

情報セキュリティ科学専攻 藤田 佳祐

Keisuke FUJITA

1. 序論

電磁波を利用する通信機器はあらゆる方面で小型化が進んできた。しかし、アンテナを波長に比べて小さくしていくとアンテナ性能が低下してしまうという問題が発生してしまう [1]。これまでこの問題に対する解析的アプローチを行った研究は Q 値の最小化に対するもの [2, 3, 4, 5] が多かったが、通信機器の小型化に寄与する放射効率に対する研究は少なかった。そこで、電気的小型アンテナの放射効率限界がどこにあるのかを考え、どのようなアンテナが高効率になるのかを解明することによって、あらゆる小型アンテナの高性能化に対する基礎を与えることが重要である。

本研究では、まず球形アンテナの最大放射効率を導出する。球形アンテナの内部の電流を球面波展開し、最大放射効率を求める。この結果から最大放射効率となる球形アンテナの電流分布を求め、それが非常に単純な分布となることを示す。さらに、球形アンテナの最大放射効率を線状アンテナの結果と比較することによって、妥当性を検証する。

つぎに共振球面アンテナの最大放射効率について検討する。アンテナが球形である場合における電流の球面波展開を変形して球表面だけに電流が存在する場合の放射効率を導出する。その際、損失電力を考慮するために非常に薄い球殻領域に電流が集中しているというモデルを考え近似計算を行い、共振していない場合の最大放射効率を求める。さらに、球面波の作る電磁エネルギーの平衡に着目して共振条件を導入し共振球面アンテナの最大放射効率を導出する。この結果を球表面を用いている球ヘリカルアンテナと比較することによって、球面アンテナにおける最大放射効率の妥当性を検討を行う。

そして、共振球面アンテナの最大放射効率に漸近することが期待される球ヘリカルアンテナを実現するために、給電の方法について検討する。返し構造の欠点を克服するために、端点の接続を切り離し給電点の位置を中心からずらす非対称給電を提案する。この方法によって、ワイヤ素子本数とは無関係に整合が可能になるということを具体的な例をシミュレーションすることによって確

かめた。この非対称給電を行う球ヘリカルアンテナを製作、測定してシミュレーションと比較することによって、ワイヤ素子長の調整を行うことによって所望の共振周波数を得ることができ、非対称給電による整合が可能となることを確認する。

最後に、本研究で議論した内容を総括し、結論を述べる。

2. 球形アンテナ

球面波展開を用いて図 1 に示すような球体全体を利用する小型アンテナの放射効率の最大化について考える。アンテナを囲む仮想的な球の外側で、電磁界は同次の波動方程式の変数分離解であるモード関数とその重みである展開係数の線形結合で表現できる [6]。球形アンテナの電流分布を記述する展開係数と放射効率 η の関係式を放射電力及び損失電力から定式化すれば

$$\eta = \frac{P_r}{P_r + P_l} = \frac{1}{1 + \frac{2\pi}{M} \hat{D}} \quad (1)$$

と表すことができる。ここに含まれる \hat{D} は以下のように定義される。

$$\hat{D} = \frac{k \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=-n}^n \left(\frac{|a_{nm}|^2}{\|\mathbf{U}_{nm}\|^2} + \frac{|b_{nm}|^2}{\|\mathbf{V}_{nm}\|^2} \right)}{\sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=-n}^n (|a_{nm}|^2 + |b_{nm}|^2)} \quad (2)$$

ただし、 M は材質から決まる Loss merit factor で、 k は自由空間中の波数、 $\|\cdot\|^2$ は L_2 ノルムであり、 a_{nm} , b_{nm} , \mathbf{U}_{nm} , \mathbf{V}_{nm} はそれぞれ TM, TE モードの展開係数とモード関数である [7]。

展開係数を変化させて放射効率の式を最大化させるために、式中の $\|\mathbf{U}_{nm}\|^2$, $\|\mathbf{V}_{nm}\|^2$ の大きさを比較することによって、 TM_{10} モードの電流によって励振された放射電磁界のみが放射された場合に放射効率が最大となることが示された [8]。 TM_{10} モードの電流分布に対応する電流分布は球形全体に一樣かつ一方向に向いたベクトル場として分布となる。ここで求めた最大放射効率を材質が銅である場合について、基本的な線状アンテナである微小および小型ダイポールアンテナの放射効率と比較した結

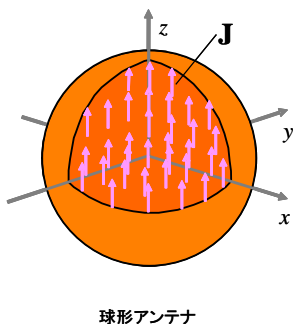


図 1: 球形アンテナとその全体に体積分布している電流密度 \mathbf{J} .

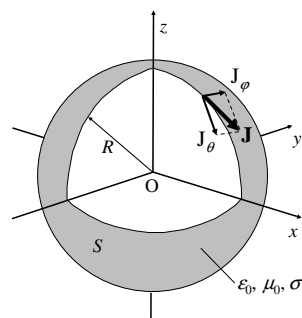


図 3: 電流 \mathbf{J} が表面の接線方向に分布し、材質が良導体 ($\epsilon_0, \mu_0, \sigma$) で構成されている球面アンテナ.

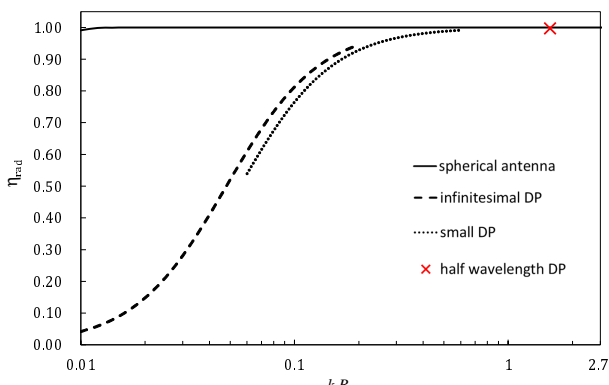


図 2: 球形アンテナと線状アンテナにおける放射効率の比較. $\sigma = 5.9 \times 10^7$ S/m, $f = 2.0$ GHz.

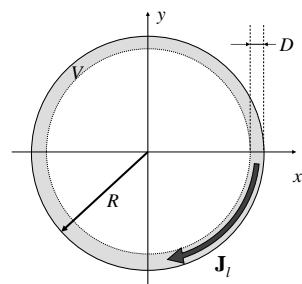


図 4: 非常に薄い球殻領域 V と損失電力を求める際に利用する近似した電流分布 \mathbf{J}_l .

果を図 2 に示す. 線状アンテナに比べて球形アンテナは小型アンテナとして非常に高い放射効率を達成可能であるということが明らかになった.

3. 共振球面アンテナ

導体に流れる電流の表皮効果と励振源からの給電を考慮すると、実用的な球形アンテナの実現可能性は低い. そこで、図 3 に示すようなより実現性の高い電気的小型球面アンテナについて考え、その放射効率に対する理論限界を解析的に導出する. 良導体の高周波電流の表皮効果による電流分布の集中を表すために、十分薄い球表面電流からの放射を記述するモード関数として

$$\mathbf{U}_{nm}^s = \frac{k^2}{\sqrt{n(n+1)}} \frac{\delta(k(r-R))}{(kr)^2} (r \nabla Y_n^m), \quad (3)$$

$$\mathbf{V}_{nm}^s = \frac{jk^2}{\sqrt{n(n+1)}} \frac{\delta(k(r-R))}{(kr)^2} (r \nabla Y_n^m) \times \hat{\mathbf{r}} \quad (4)$$

を新しく導入し、損失電力を計算する際には図 4 で示すような球殻領域に電流が存在すると近似する. ただし、 $\delta(\cdot)$ はデルタ関数で、 Y_n^m は球面調和関数である. この近似の

もとで放射電力と損失電力の比を求めると

$$\begin{aligned} \frac{P_l}{P_r} &= \frac{k}{Z_0 \sigma} \frac{1}{f(kR, kD)} \\ &\cdot \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=-n}^{+n} \left[\frac{|a_{nm}|^2}{\{j_{n-1}(kR) - \frac{n}{kR} j_n(kR)\}^2} + \frac{|b_{nm}|^2}{\{j_n(kR)\}^2} \right] \\ &\cdot \left[\sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=-n}^{+n} (|a_{nm}|^2 + |b_{nm}|^2) \right]^{-1}, \quad (5) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} f(kR, kD) &= \int_{k(R-D)}^{kR} r^2 dr \\ &= (kR)(kR - kD)(kD) + \frac{1}{3}(kD)^3 \quad (6) \end{aligned}$$

となる. ここで σ は材質の導電率、 Z_0 は自由空間のインピーダンス、 D は表皮効果によって電流の分布する表皮厚である. 式 (5) から、球面の場合でも球形の場合と同じように低次モードほど高い放射効率を与えるということが明らかになり、共振を考慮しない場合には TM_{10} モードが最大放射効率を与えるということがわかる.

図 5 に示している球形および球面アンテナの最低次モードにおける放射効率を見ると、形状が薄くなったことによって放射効率は低下するということがわかる.

共振現象を踏まえた最大放射効率を考慮するために、高い放射効率をもつ TM_{10} モードと TE_{10} モードの組み合わせによって自己共振が得られる [9] という点に着目す

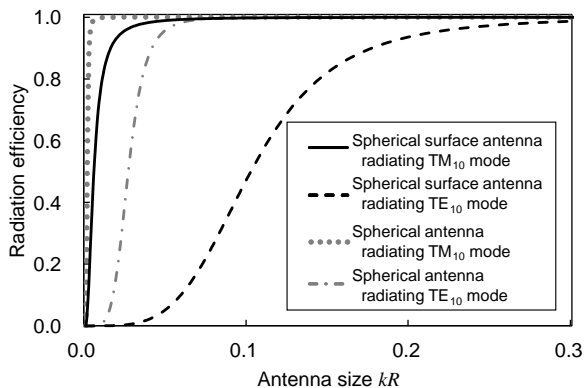


図 5: TM_{10} モードまたは TE_{10} モードを放射している球形及び球面アンテナのアンテナサイズに対する放射効率の比較.

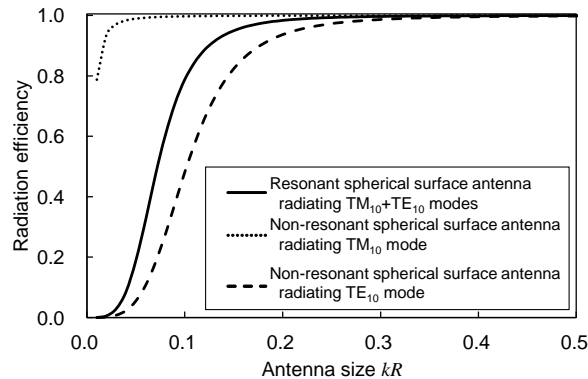


図 6: 共振および非共振球面アンテナにおける放射効率の比較. —: TM_{10} と TE_{10} の両方のモードを使って共振した球面アンテナ.: TM_{10} モード単独の非共振アンテナ. - - -: TE_{10} モード単独の非共振アンテナ.

ることで、自己共振球面アンテナの最大放射効率を求めると図 6 のようになり、 TM , TE モード単独の場合の間に収まる。この共振球面アンテナの結果から、共振を考慮しないこれまでの放射効率限界の見積もりは大きすぎる見積もりであるということがわかる。共振球面アンテナの最大放射効率時の電流分布を計算すると、図 7 に示すように、斜め方向のヘリカル形状になっている。

理論的に検討した自己共振球面アンテナの実現可能な例として、球面上に給電ワイヤ素子を配置した球ヘリカルアンテナを取り上げ、数値計算によって放射効率を求めた結果を図 8 に示す。球ヘリカルアンテナの放射効率を球表面での巻き方が異なる Best 型 [10] と Kim 型 [11] の間で比較することによって、共振球面アンテナの電流と同じ向きにワイヤ素子を巻いた Kim 型の放射効率が相対的に高くなるということが示された。さらに、複数のワイヤ素子で折り返し構造をもつ球ヘリカルアンテナの放射効率を自己共振球面アンテナの放射効率と比較すると、ワイヤ素子本数 N が増えるにしたがって自己共振球面アンテナの放射効率に近づくことが示され、放射効率の理論限界の妥当性が示された [12]。

4. 非対称給電球ヘリカルアンテナ

球ヘリカルアンテナの低入力インピーダンス対策として、非対称給電を提案する。これまでの折り返し構造では入力インピーダンスを実用的な値まで上げるためにはワイヤ素子数を多くする必要があり、アンテナが非常に小型になるとワイヤ素子の数が増えすぎて接触し実用的ではないという問題があった。そこで、図 9 のように球面頂部でワイヤ素子を切り離し、給電点を中心からずらすことによって、入力インピーダンスを増大させる方法を考案した。こうした手法を基に数値シミュレーションにより、図 10 の場合のように、ワイヤ素子数を増やさなくとも高効率かつ励振源との整合が可能となる球ヘリカ

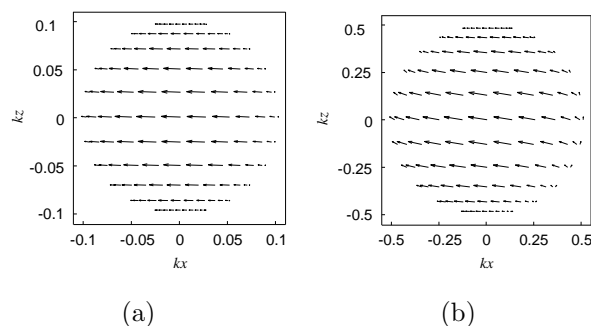


図 7: 最大放射効率となる共振球面アンテナの電流 J_{10} の様子. (a) $kR = 0.1$. (b) $kR = 0.5$.

ルアンテナを提案できた。

さらに、図 11 に示すように提案したアンテナを製作し、共振周波数をワイヤ素子長で調整することによって所望の特性が得られることを確認することができた。

5. 結論

本論文では、球面波展開を利用して小型球形アンテナの放射効率向上について解析的に検討し、その結果に基づく実用的なアンテナの提案を行った。最初に小型球形アンテナの最大放射効率について考え、次にアンテナの実現性をふまえて共振球面アンテナの放射効率の限界値を明らかにできた。この結果からワイヤ素子で球面の電流を近似する球ヘリカルアンテナを提案し、小型アンテナ特有の低い入力インピーダンスを克服する手法として非対称給電を導入して検証を行った。以上から、放射効率限界の解析的な検討に基づき放射効率の高い実用的なアンテナを提案することができた。

参考文献

[1] R. C. Hansen and R. E. Collin, *Small Antenna Handbook*. Wiley, 2011.

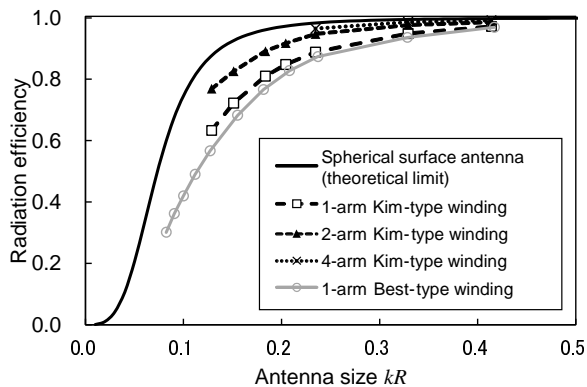


図 8: 球面アンテナと折り返し構造をもつ球ヘリカルアンテナにおけるアンテナサイズに対する放射効率の関係。

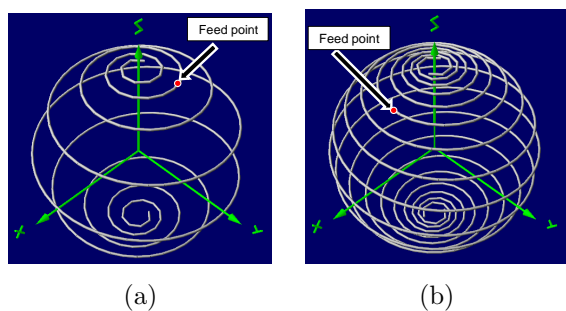


図 9: 球ヘリカルアンテナが整合するように配置した給電点 (Feed point) の位置。これらのアンテナの電気的サイズは約 $kR = 0.13$ である。(a) $N = 1$ 。(b) $N = 2$ 。

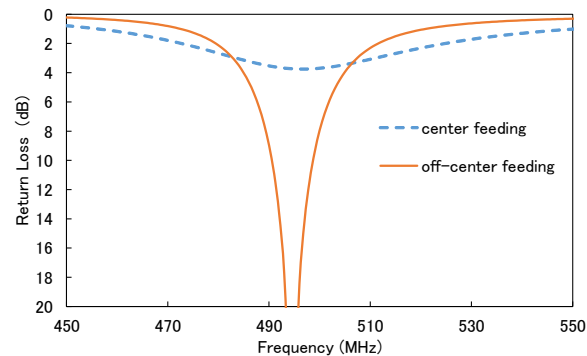


図 10: 球ヘリカルアンテナの給電点における反射損失の周波数特性 (数値シミュレーション結果)。 $\gamma = 0.4$, $N = 1$ 。

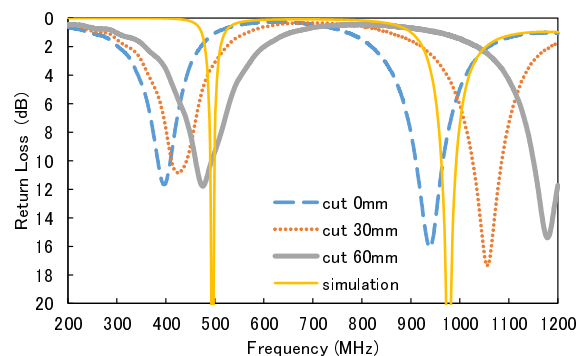


図 11: ワイヤ素子長を短く調整した反射損失の周波数特性。 $\gamma = 0.4$, $N = 1$ 。

[2] L. J. Chu, "Physical limitations of omni-directional antennas," *J. Appl. Phys.*, vol. 19, pp. 1163–1175, Dec. 1948.

[3] R. C. Hansen, "Fundamental limitations in antennas," *Proc. IEEE*, vol. 69, pp. 170–182, Feb. 1981.

[4] J. S. McLean, "A re-examination of the fundamental limits on the radiation Q of electrically small antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 44, pp. 672–676, May 1996.

[5] M. C. Villalobos, H. D. Foltz, and J. S. McLean, "Broadband matching limitations for higher order spherical modes," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 57, pp. 1018–1026, Apr. 2009.

[6] J. D. Jackson, *Classical Electrodynamics*. Wiley, 3 ed., 1998.

[7] A. Arbabi and S. Safavi-Naeini, "Maximum gain of a lossy antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 60, pp. 2–7, Jan. 2012.

[8] K. Fujita and H. Shirai, "Theoretical limitation of the radiation efficiency for homogenous electrically small antennas," *IEICE Trans. Electron.*, vol. E98-C, pp. 2–7, Jan. 2015.

[9] T. V. Hansen, O. S. Kim, and O. Breinbjerg, "Stored energy and quality factor of spherical wave functions – in relation to spherical antennas with material cores," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 60, pp. 1281–1290, Mar. 2012.

[10] S. R. Best, "The radiation properties of electrically small folded spherical helix antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 52, pp. 953–960, Apr. 2004.

[11] O. S. Kim, "Minimum Q electrically small antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 60, pp. 3551–3558, Aug. 2012.

[12] K. Fujita and H. Shirai, "Theoretical limit of the radiation efficiency for electrically small self-resonant spherical surface antennas," *IEICE Trans. Electron.*, vol. 100-C, pp. 20–26, Jan. 2017.