

無線電力伝送用接地型ヘリカルアンテナ

天野 智博[†] 平山 裕[†] 菊間 信良[†] 榊原 久二男[†]

[†]名古屋工業大学大学院 工学研究科 情報工学専攻 〒466-8555 名古屋市昭和区御器所町

E-mail: [†]hirayama@m.ieice.org

あらまし 結合共振型無線電力伝送に用いる接地型ヘリカルアンテナの諸特性の検討を行った。同じアンテナサイズを持つ平衡給電型ヘリカルアンテナに比べて、1) 不平衡系の電源・負荷を直接接続できる、2) 共振周波数を低周波化できる(同じ共振周波数であればアンテナを小型化できる)、3) グラウンド板がシールド板となり不要放射が低減する、4) 近傍漏洩電磁界が減少し、ICNIRP ガイドラインを満たす領域をより近づけることができる、というメリットがある。モーメント法による解析により諸特性を検討した上で、実験により検証した。さらに、0 オーム系の電源を用いて給電した場合の伝送効率について検討を行った。

キーワード 無線電力伝送, 結合共振, 接地型ヘリカルアンテナ, 結合係数, 漏洩電磁界, 不平衡給電

A Grounded Helical Antenna for Wireless Power Transfer

Tomohiro AMANO[†] Hiroshi HIRAYAMA[†] Nobuyoshi KIKUMA[†] and Kunio SAKAKIBARA[†]

[†]Nagoya Institute of Technology Gokiso-cho, showa-ku, Nagoya, 466-8555 Japan

E-mail: [†]hirayama@m.ieice.org

Abstract Basic characteristics of grounded helical antenna for coupled-resonant wireless power transfer are discussed. In comparison with same-size balanced-fed helical antenna, this antenna has advantages of 1) capability of unbalanced-fed power supply/load, 2) decreasing resonant frequency (smaller antenna size if frequency is identical), 3) undesired emission because the ground plane acts as a shield 4) decreasing near-field strength to extend safety zone which complies with the ICNIRP guideline. This model is analyzed using method of moment. Experimental demonstration is conducted. Additionally, transmission efficiency for 0Ω power source is investigated.

Keyword wireless power transfer, coupled resonance, grounded helical antenna, coupling coefficient, leakage electromagnetic field, unbalanced feed

1. まえがき

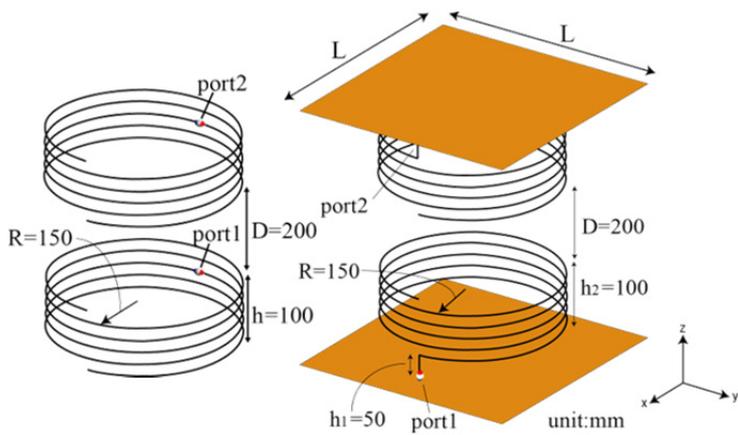
近年、ワイヤレス給電技術に注目が集まっている[1]。結合共振型無線電力伝送[2]は、数メートル程度の距離を高効率で伝送できるため、家電製品や輸送機械に用いることができると期待されている。しかし、給電線に流れる不平衡電流やアンテナ近傍に発生する漏洩電磁界など、実用化に向けた課題が多く残されている。そのため、これまでに不平衡給電が可能な構造[3][4]や漏洩電磁界を低減する構造[5][6]が提案されている。

我々はこれまでに、結合共振型無線電力伝送に用いる平衡給電型ヘリカルアンテナに関する研究を行ってきた[7]。輸送機械への応用を考えた場合、電力伝送用アンテナは地面と車体に挟まれた状態で使用されることになる。このため、地面や車体をグラウンド板とする接地型アンテナを用いることが有用であると考えられる。

本稿では、まず、接地型ヘリカルアンテナと、同じアンテナサイズを持つ平衡給電型アンテナの諸特性をモーメント法(MoM)を用いて比較する。その上で、グラウンド板からの立ち上げ部の長さ、およびグラウンド板の大きさの影響について検討し、実験による検証を行う。また、出力インピーダンスが0オームの電源を用いて給電した場合の受電電力と伝送効率について検討を行う。

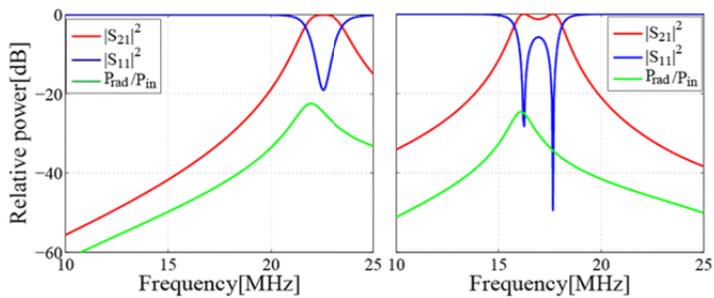
2. 解析モデル

平衡給電モデルを図1(a)に示す。送受電アンテナ共に半径150mm、高さ100mmのヘリカルアンテナで構成されている。送電アンテナのport1には出力インピーダンス50Ωを持つ電圧源が接続されており、受電アンテナのport2には負荷抵抗50Ωが接続されている。アンテナ間の距離は200mmであり、導線半径は1mmとする。



(a) 平衡給電モデル (b) 接地型モデル

図 1: 解析モデル



(a) 平衡給電モデル (b) 接地型モデル

図 2: S パラメータと放射電力の周波数特性

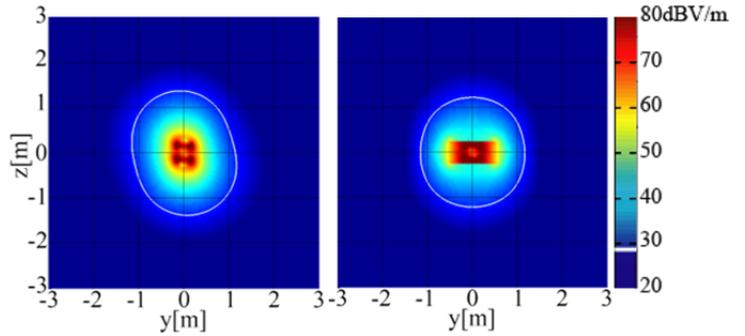
接地型モデルを図 1 (b) に示す。ヘリカル構造の寸法は図 1 (a) と同じである。立ち上げ部の高さ h_1 は 50mm とし、グラウンド板の大きさは L [m] とする。

3. S パラメータと遠方界放射電力の周波数特性

MoM を用いてこれらのモデルの解析を行った。導線とグラウンド板を完全導体とし、グラウンド板の長さ L は 1m とした。

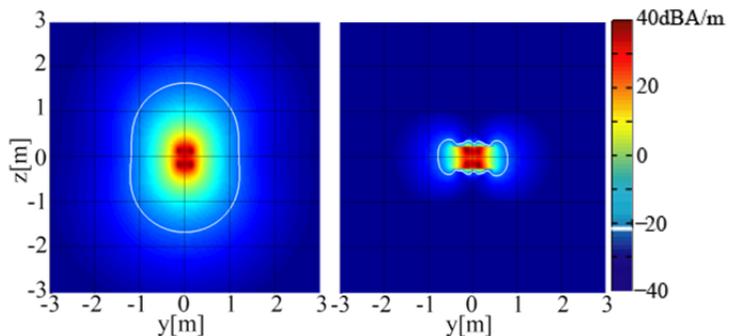
2 つのモデルの S パラメータを図 2 に示す。図 2 より、接地型モデルの高域共振モードの共振周波数は平衡給電モデルに比べて 21.7% 低いことが分かった。グラウンド板による鏡像電流により等価的なアンテナサイズが大きくなり、共振周波数が下がったと考えられる。また、接地型モデルでは高域共振モードと低域共振モードに共振周波数が分離しているため、接地型モデルのアンテナ間の結合は平衡給電モデルに比べて強いことが分かる。

遠方界放射電力 P_{rad} の周波数特性を図 2 に重ねて示す。遠方界放射電力はポインティングベクトルを積分することで算出し、port1 における進行波電力 P_{in} で正規化している。高域共振モードにおける遠方界放射電力を比較すると、平衡給電モデルに比べて接地型モデルの方が 9.65dB 小さいことが分かった。これは、グ



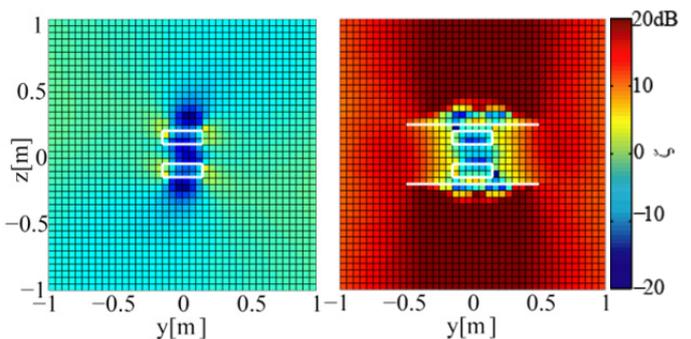
(a) 平衡給電モデル (b) 接地型モデル

図 3: 共振周波数における電界分布



(a) 平衡給電モデル (b) 接地型モデル

図 4: 共振周波数における磁界分布



(a) 平衡給電モデル (b) 接地型モデル

図 5: 共振周波数における空間インピーダンス分布

ラウンド板が遠方界放射電力を抑制するシールドの役割を担ったためだと考えられる。

4. 近傍電磁界分布

大電力の送電が必要となるアプリケーションでは、人体に対する安全性が問題となる。近傍電界・磁界強度を ICNIRP ガイドライン[8]と比較することで、人体に対する安全性を検討する。送電アンテナに 1kW の電力を供給した場合の近傍電界・磁界分布をそれぞれ図 3, 4 に示す。この図において、ICNIRP ガイドライン[8]で定められた参考レベルを白の実線で示している。接地型モデルでは、特に垂直方向の磁界を大幅に低減できていることが分かる。

接地型ヘリカルアンテナはループ状に導線を巻いてあるものの、端部が開放されたモノポールアンテナの構造となっている。そのため、近傍界において、電界と磁界のどちらが支配的であるかを検討するために、式(1)を用いて対数正規化空間インピーダンス ζ を求める。

$$\zeta = 20 \log_{10} \left(\frac{1}{\eta_0} \frac{|\mathbf{E}|}{|\mathbf{H}|} \right) \quad (1)$$

$$= 10 \log_{10} \frac{W_e}{W_h} \quad (2)$$

ただし η_0 は自由空間における波動インピーダンスを表し、 W_e は電氣的蓄積エネルギー密度、 W_h は磁氣的蓄積エネルギーを表わす。 ζ が正の値であれば電界が支配的な領域であり、負の値であれば磁界が支配的な領域となる。求めた ζ を図5に示す。どちらのモデルもアンテナ間には磁界が支配的であることが分かる。一方、接地型モデルはグラウンド板の外側が電界の支配的な領域であることが分かる。グラウンド板によって漏洩磁界が低減されたため、電界が支配的になっているためと考えられる。

5. グラウンド板の大きさによる影響

搭載スペースが限られたアプリケーションでは、小さいアンテナの方が望ましい。この章では、グラウンド板の大きさによる影響を議論する。導線とグラウンド板の材質を銅($\sigma=5.813 \times 10^7 \text{ S/m}$)、グラウンド板の厚さを2mmとして解析を行った。グラウンド板の大きさ L を1mと0.4mとしたときのSパラメータの周波数特性を図6に示す。式(3)を用いて導出される結合係数は $L=1\text{m}$ と $L=0.4\text{m}$ のモデルにおいて、それぞれ0.083と0.053である。

$$k = \frac{f_h^2 - f_l^2}{f_h^2 + f_l^2} \quad (3)$$

ここで f_h は高域共振モードの周波数、 f_l は低域共振モードの周波数を示す。グラウンド板の大きさを0.4mから1mに大きくすることで、結合係数が57%増加した。グラウンド板の大きさ L を変化させたときの結合係数を図7に示す。グラウンド板を大きくすることで結合係数が大きくなる事が分かる。

遠方界放射電力 P_{rad} を図6に重ねて示す。 $L=1\text{m}$ のモデルの方が $L=0.4\text{m}$ のモデルに比べて高域共振モードでの遠方界放射電力を3.17dB抑えられることが分かった。これはグラウンド板を大きくすることで、遠方界放射を低減させるシールドとしての効果が高まったためだと考えられる。

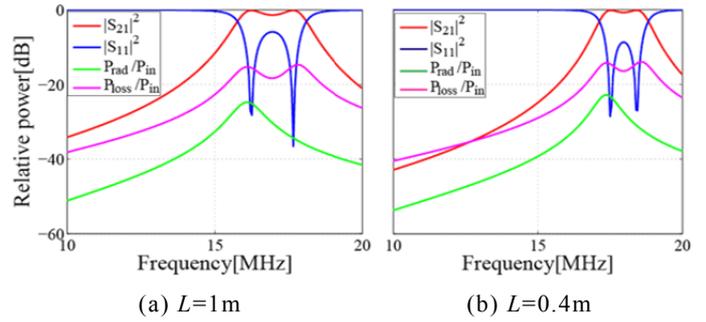


図6: グラウンド板の大きさによる影響

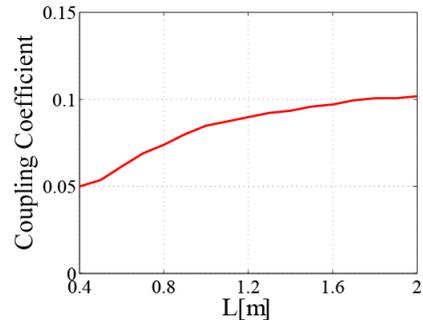


図7: グラウンド板の大きさによる結合係数の変化

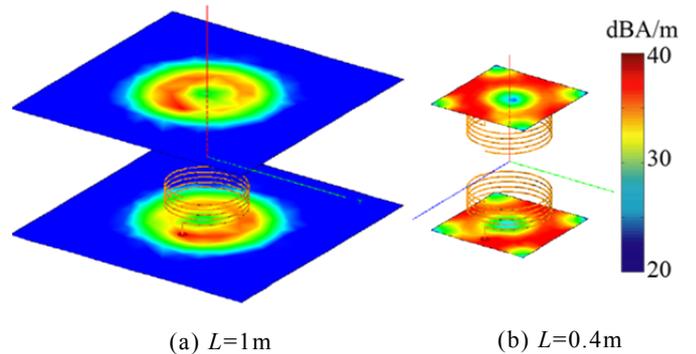


図8: 高域共振モードにおける電流分布

導体損失 P_{loss} を図6に重ねて示す。高域共振モードにおける $L=1\text{m}$ のモデルの導体損失は-15.06dBであり、一方 $L=0.4\text{m}$ のモデルは-14.27dBである。グラウンド板が大きいモデルの方が導体損失を低減できる理由を検討するために、グラウンド板上の電流密度の分布を図8に示す。 $L=0.4\text{m}$ のモデルの方が電流密度が大きく、ジュール損が増加したものと考えられる。

6. 立ち上げ部の長さによる影響

立ち上げ部の長さ h_1 の影響について検討を行った。グラウンド板の大きさ L は1mとし、導線とグラウンド板は完全導体とする。伝送距離 D を200mmと固定し、立ち上げ部の長さ h_1 を20mmと100mmとしたときのSパラメータを図9に示す。 $h_1=20\text{mm}$ と $h_1=100\text{mm}$ の

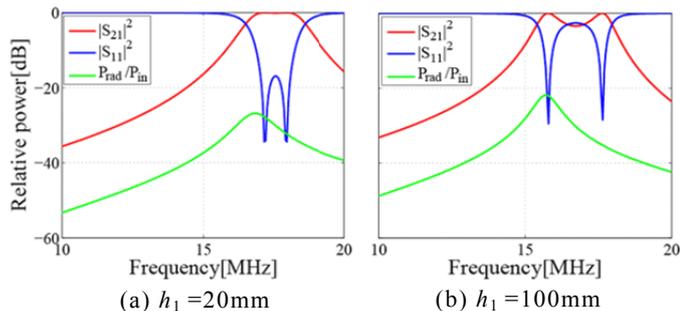


図 9 立ち上げ部の長さによる影響

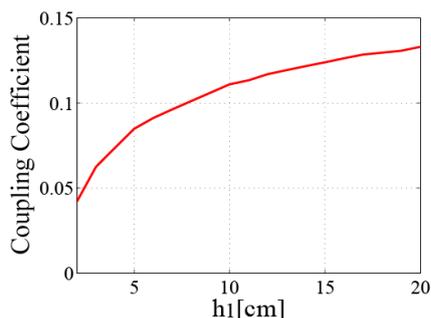


図 10: 立ち上げ部の長さによる結合係数の変化

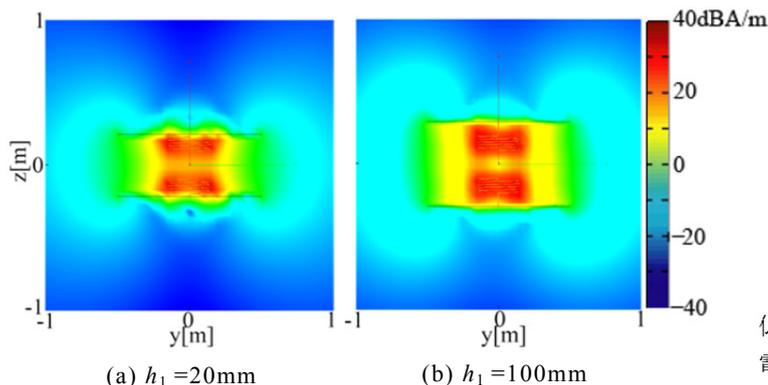


図 11: 立ち上げ部の長さによる磁界分布の変化

モデルの結合係数はそれぞれ 0.046 と 0.110 である。立ち上げ部を 20mm から 100mm に長くすることで、結合係数が 40% 増加した。

立ち上げ部の長さを変化させた際の結合係数の変化を図 10 に示す。立ち上げ部の長さを長くすることで、結合係数が大きくなっていることが確認できる。この理由を検討するために、高域共振モードにおける磁界分布を図 11 に示した。 $h_1=100\text{mm}$ のモデルの方が強い磁界を発生させていることが分かる。立ち上げ部の長さを短くすることで磁束の通り道がふさがれ、強い磁界を発生させられない。そのため、立ち上げ部の長い方が強く結合したと考えられる。

遠方界放射電力を図 9 に重ねて示す。高域共振モードにおける遠方界放射電力を比較すると、立ち上げ部の長さを長くすることで、遠方界放射電力を 2.87dB

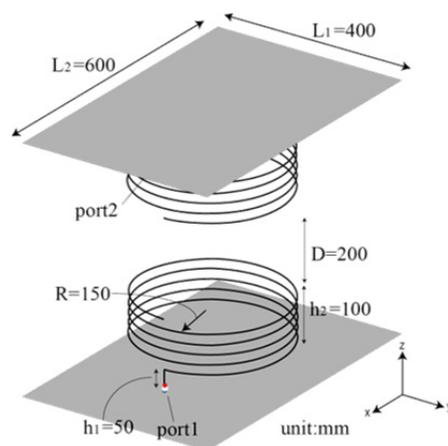


図 12: 試作した接地型モデルの形状



図 13: 試作した接地型アンテナ

低減できたことが分かる。強く結合することで、送受電アンテナに逆相に近い電流が流れ、遠方界放射を打ち消したと考えられる。

7. 実験による検証

接地型ヘリカルアンテナの有用性を確認するために実験を行った。図 12 に試作モデルを示す。グラウンド板として厚さ 3mm、大きさ $0.6\text{m} \times 0.4\text{m}$ のアルミ板を用いた。またワイヤーには、導線半径 1mm の錫めっき銅線を用いた。実際に製作したアンテナを図 13 に示す。ネットワークアナライザを用いて製作したアンテナの S パラメータを測定した。

実験と解析から得た S パラメータの周波数特性を図 14 に示す。解析ではグラウンド板の導電率はアルミの文献値 ($3.816 \times 10^7 \text{S/m}$) とし、ワイヤーの導電率は銅の文献値 ($5.813 \times 10^7 \text{S/m}$) とした。図 14 より、実験結果と解析結果の共振周波数が大きく異なっていることが分かる。これはグラウンド板が波長に比べて小さいため、理想的なグラウンドとして動作せず、不平衡電流が流

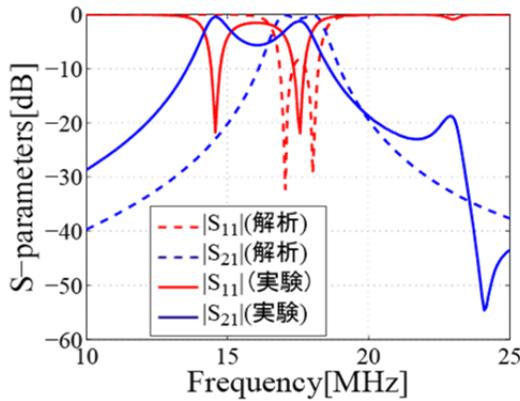


図 14: S パラメータの解析値と実験値の比較
(フェライトなし)

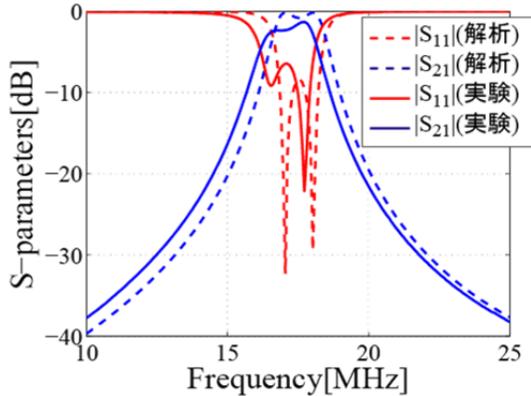


図 15: S パラメータの解析値と実験値の比較
(フェライトあり)

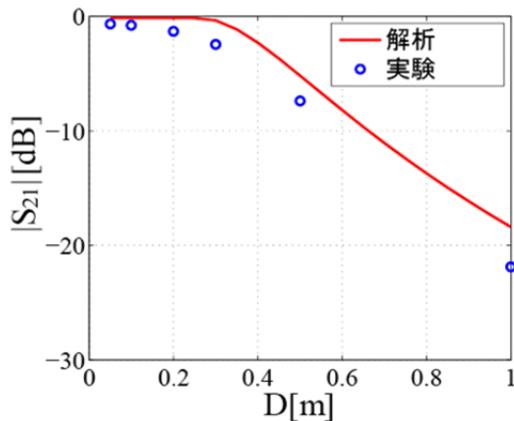


図 16: S_{21} の距離特性の比較

れたためだと考えられる。

そこで、不平衡電流を抑制するために、同軸ケーブルにフェライトコアを装着し、S パラメータの測定を行った。実験結果を図 15 に示す。フェライトを用いない場合に比べて、実験結果が解析結果に近い値を取っていることが分かる。実用化のためには不平衡電流の抑制が重要な課題であることが明らかになった。

図 16 に、アンテナ間の距離 D を変化させたときの、共振周波数における S_{21} の距離特性を示す。実験結果の方が全体的に低効率であるが、解析結果と近い値を

得られることが分かった。

8. 0Ω 電源での給電

結合共振型無線電力伝送システムを実用化するためには、より効率の良い無線電力伝送機構を構築する必要がある。これまでの解析は全て出力インピーダンス 50Ω の電源を使っており、システム全体の効率は 50% にも満たない。そこで、出力インピーダンスが 0Ω の電源で給電することでシステム全体を高効率化できると考えられる。ここでは 0Ω 電源で給電した際の検討を行う。

図 1(b) の接地型モデルにおいて、送電アンテナの port1 に 1V の電圧源を接続し、受電アンテナの port2 に 50Ω の負荷抵抗を接続する。また、ヘリカルとグラウンド板は $5.813 \times 10^7 \text{ S/m}$ の銅でできているとする。図 17 に伝送効率、放射電力、導体損失の周波数特性を示す。ただし、伝送効率は以下のように導出する。

$$\frac{P_L}{P_S} = \frac{R_L |I_2|^2}{\text{Re}\{E \cdot I_1\}} \quad (4)$$

ここで、 P_L は負荷で消費される電力であり、 P_S は電源が供給する有効電力である。 R_L は負荷抵抗、 E は電源電圧、 I_1 と I_2 はそれぞれ port1, 2 の電流値を表す。図 17 に 50Ω 電源を用いたときの共振周波数を黒の破線で、アンテナ単体の共振周波数を青の破線で示す。アンテナ単体の共振周波数において導体損失が小さくなり、 50Ω 電源を用いた際の高域共振モードにあたる周波数で遠方界放射電力が小さくなることが分かった。

図 18 に受電電力の周波数特性を示す。 50Ω 電源を用いたときの共振周波数を黒の破線で、アンテナ単体の共振周波数を青の破線で示す。 50Ω 電源を用いたときの共振周波数付近で最大の電力が伝送できており、アンテナ単体の共振周波数付近では伝送電力が小さいことが分かる。しかし、図 19 に示す伝送効率の周波数特性では、アンテナ単体の共振周波数のときに伝送効率が最大となっている。このため、伝送効率が高いアンテナ単体の共振周波数において使用し、大きな電力を伝送させたいときは電源電圧を上げることで対応すればよいことになる。

図 17 において、アンテナ単体の共振周波数における導体損失が小さいことから、単体の共振周波数で使うことで導体損失が抑えられることが分かった。

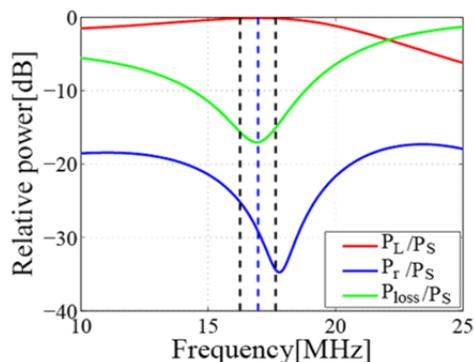


図 17: 伝送効率, 放射電力, 導体損失の周波数特性

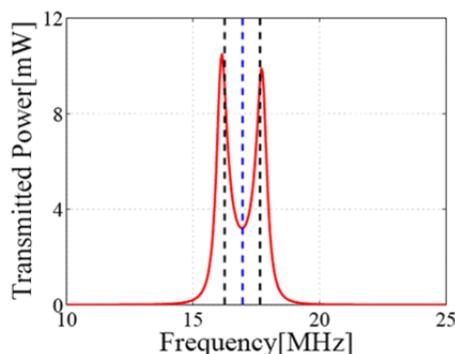


図 18: 受電電力の周波数特性

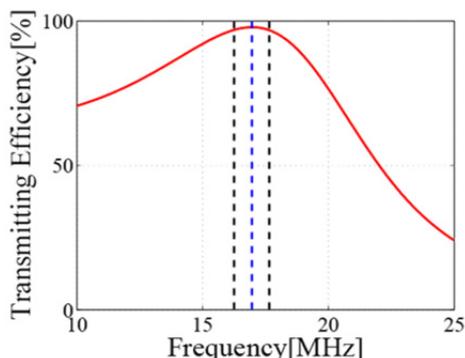


図 19: 伝送効率の周波数特性

9. まとめ

本報告では, 結合共振型無線電力伝送における接地型アンテナについての検討を行った. 接地型アンテナは不平衡型であるので, 同軸ケーブルからの不平衡給電が可能である. グラウンド板を用いることで, アンテナの中央から平衡給電した同サイズのヘリカルアンテナに比べて共振周波数を 21.7%低減することができた. また, 遠方界放射電力は 9.65dB 低減することができた.

接地型アンテナにおけるグラウンド板の大きさや立ち上げ部の長さによる影響を議論した. グラウンド板は大きく, 立ち上げ部の長い方が強く結合すること

が明らかになった. そして, 接地型アンテナを試作し, 実測結果と MoM による解析結果の比較を行った. フェライトコアを同軸ケーブルに装着して測定することで, MoM による解析結果と実験結果が近い値を取ることが分かった. 実験結果と解析結果が大きく異なる要因として不平衡電流が挙げられることが分かった.

また, 接地型モデルにおいて 0Ω 電源を用いた際の検討を行った. アンテナ単体の共振周波数で電力伝送することで, 伝送効率が高く導体損失が低減できることが分かった.

0Ω 電源を用いた実機による検討が今後の課題として挙げられる.

文 献

- [1] 庄木裕樹, “ワイヤレス電力伝送の技術動向・課題と実用化に向けた取り組み,” 信学技報, WPT2010-07, pp.19-24, Jul. 2010.
- [2] A. Karalis, J. D. Joannopoulos, and M. Soljacic, “Efficient wireless non-radiative mid-range energy transfer,” *Annals of Physics*, 323, pp.34-48, Apr. 2007.
- [3] 田口光雄, 平田拓朗, “不平衡給電超低姿勢逆アンテナを用いた無線電力伝送システム,” 信学技報, A・P2012-17, pp.35-38, May 2011.
- [4] 常川光一, “室内ユビキタス無線アクセスシステムにおいてアンテナ相互結合を用いた電力伝送の可能性検討,” 信学技報, A・P2008-113, pp.13-18, Nov. 2008.
- [5] 金田純弥, 菊間信良, 平山裕, 榊原久二男, “磁界結合共振型無線電力伝送におけるコイルと給電方法とシールド効果の関係に関する検討,” 信学技報, A・P2011-117, pp.155-160, Nov. 2011.
- [6] 稲垣直樹, 田端隆伸, 堀智, “接地オフセット給電スパイラルダイポールアンテナによる無線電力伝送,” 信学技報, A・P2011-118, pp.161-166, Nov. 2011.
- [7] 天野智博, 平山裕, 菊間信良, 榊原久二男, “無線電力伝送用短絡型, 開放型ヘリカルアンテナに関する検討,” 信学技報, WPT2011-06, pp.7-12, Oct. 2011.
- [8] ICNIRP Guidelines, “Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (up to 300GHz),” *Health Phys.*, vol.74, pp.494-522, 1998.
- [9] 山口和也, 石田哲也, 石崎俊雄, 栗井郁雄, “ 0Ω 系システムのベクトルネットワークアナライザによる測定,” 信学技報, WPT2011-23, Dec. 2011.