

フラクタルアンテナを用いたワイヤレス送電の理論的検討

大麻 純季 岩堀 大希 桑原 義彦

静岡大学大学院工学研究科 〒432-8561 浜松市中区城北 3-5-1

E-mail: tykuwab@shizuoka.ac.jp

あらまし 筆者らは移動中の車両に磁気共鳴方式のワイヤレス送電を適用することを検討している。この場合、コイル間の横ずれに強いコイル形状が求められる。本稿ではフラクタルアンテナをコイルに用いた場合の送電能力について解析する。解析に必要なコイルの結合はノイマンの公式を用いて計算した。フラクタルアンテナは一般のループアンテナに比較し、横ずれに対する結合率の変化が小さく、一定の電源電圧で送電できる伝送電力の変化が小さいことを電気回路解析によって示す。

キーワード ワイヤレス送電, フラクタルアンテナ, 磁界共鳴, インダクタンス, 回路解析

Study on Wireless Power Transmission via Fractal Antenna

Junki OHASA Daiki IWAHORI and Yoshihiko KUWAHARA

Graduate School of Engineering, Shizuoka University 3-5-1 Johoku, Naka-ku, Hamamatsu, 432-8561 Japan

E-mail: tykuwab@shizuoka.ac.jp

Abstract We study to apply wireless power transmission by the magnetic resonance method to the moving vehicle.

In this system, a coil shape that is robust the slip among the coils is required. In this article, we analyze about the power transmission capability when using a fractal antenna for the coil. The coupling between the coils which is necessary to analyze is calculated by Neuman's formula. By the electric circuit analysis, it is shown that the coupling change to the slip of fractal antenna is smaller than that of a general loop antenna and that the variation of the transmitting power under the set power is small.

Keyword Wireless Power Transmission, Fractal Antenna, Magnetic Resonance, Inductance, Circuit Analysis

1. はじめに

燃料価格の高騰やCO₂削減のため電気自動車が開発され市販されている。しかし普及はあまり進んでいない。その原因は(1)電池のエネルギー密度が低く、航続距離が短いこと、(2)充電に時間がかかり充電ポイントが少ないこと、(3)電池が高価で車両価格が高いことである。この問題を解決するために、走行中の電気自動車へのワイヤレス送電が研究されている[1][2]。将来、高速道路や幹線道路に送電コイルを埋め込み走行中の電気自動車に送電、市街地では交差点や駐車場に送電コイルを埋め込み停車中の車両に送電、コイルがない道路では自動車に搭載したスーパーキャパシタで走行する自動車交通システムを実現することが望ましい。

これまで、このシステムの実現性を検証するため、模型自動車によるデモシステムを構築し実証実験を行ってきた。マイクロ波送電[3]と磁気共鳴送電を使った走行システム[4][5]を構築して比較した結果、不要放射と送電効率の観点から磁気共鳴送電が望ましいとの結

論を得た。ワイヤレス送電には電磁誘導方式[6]もあるが、送受電距離が短く、コイル間の位置ずれ、コイル間にコンクリートや雨水などの異物が入ったときの性能劣化等が懸念され、自動車への適用は磁気共鳴送電が望ましいと考えている。

磁気共鳴送電は電磁誘導方式に比較すれば送受電コイル間の位置ずれに強いが、それでも正対位置からずれると送電効率は低下する。走行デモシステムでも、車両が送電コイルの間に停止すると走り出せないことがあった。われわれは、フラクタルの自己相似性を利用すれば位置ずれに強いワイヤレス送電システムが実現できると考え、予備的なシミュレーション検討を行った[7][8]。図1の方形コイルとフラクタルコイルについて、2つのコイルを30cm離して正対させ、その間隔を一定に保ちながら、徐々に相対位置をずらしたときの伝送係数(S_{12})を図2に示す。図2の横軸は位置ずれを表わす。900mmの状態では送受電コイルの投影像の重なりが10%であることを意味する。方形コイルでは

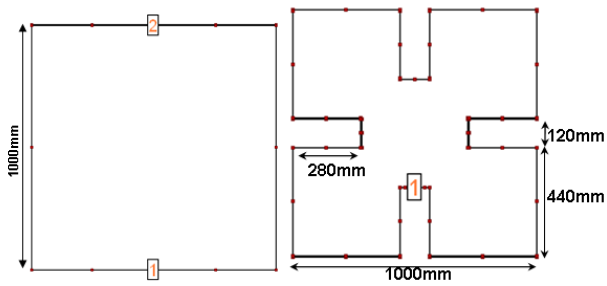


図 1 方形コイルとフラクタルコイル

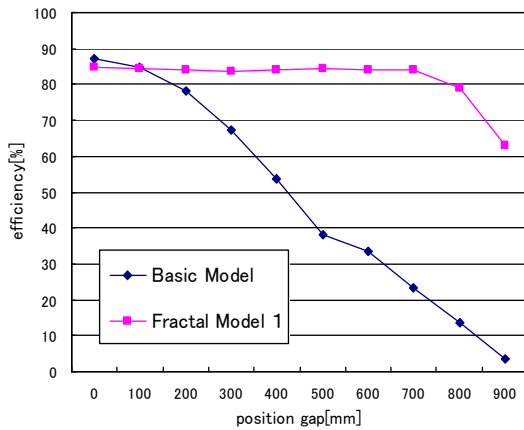


図 2 S_{12}

ずれがないときの S_{12} は大きいですが、ずれを増すと急激に S_{12} が低下する。一方、フラクタルコイルでは投影像の重なりが 10% であっても 60% 以上の S_{12} が期待できる。なお、この結果は電磁解析シミュレータ IE3D を用いて得られたもので、電源の内部抵抗は 50Ω である。

本稿ではフラクタルアンテナと同じ大きさの方形ループアンテナについて、相互インダクタンス求めたのち、回路解析によって、一定の電源電圧で送電できる伝送電力について検討する。将来の自動車への応用を考慮し、高周波電源の内部抵抗は 0Ω に近い値を用いる。

2. コイル間結合係数

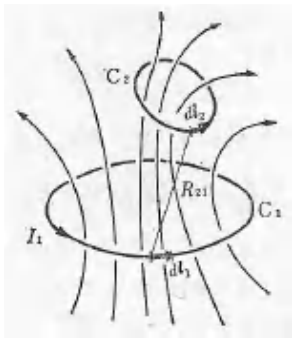
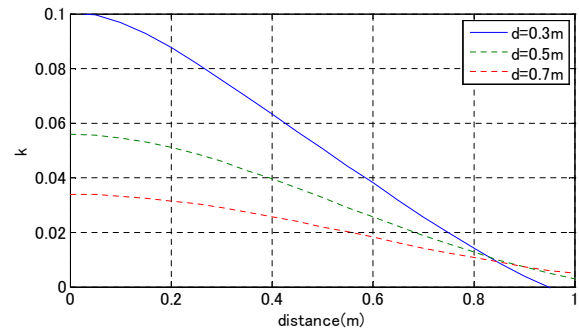
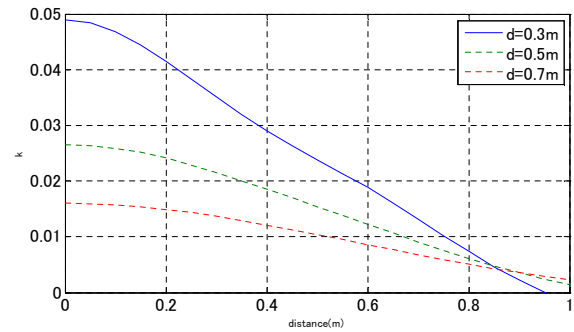


図 3 2つのコイル間の磁束



方形ループ ($L_{11}=5.7\mu\text{H}$)



フラクタルコイル ($L_{11}=9\mu\text{H}$)

図 4 結合係数

図 3 に示すコイル C_1 と C_2 間の相互インダクタンス L_{21} は、ノイマンの式によって計算することができる。

$$L_{21} = \frac{\mu}{4\pi} \oint_{C_1} \oint_{C_2} \frac{d\mathbf{l}_1 \cdot d\mathbf{l}_2}{R_{21}} \quad (1)$$

ここで、 $d\mathbf{l}_1$ は C_1 上の線素ベクトル、 $d\mathbf{l}_2$ は C_2 上の線素ベクトル、 R_{21} は $d\mathbf{l}_1$ と $d\mathbf{l}_2$ 間の距離である。自己インダクタンス L_{11} 、 L_{12} は幾何学的平均距離 GMD を R を R_{21} の代わりに適用すれば計算できる。GMD は導線の断面形状で決定され、半径 r の導線で以下の式で表される。

$$R = 0.7788r \quad (2)$$

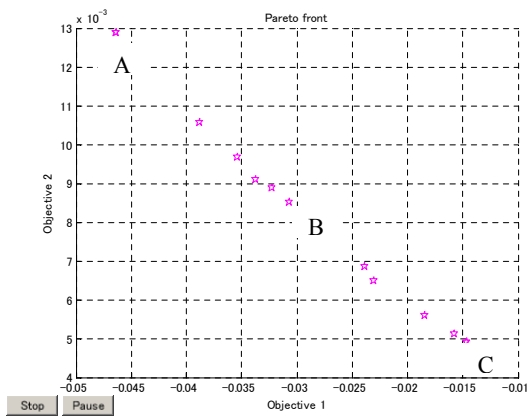
結合係数 k は、 C_1 と C_2 が同じ形状とすれば

$$k = \frac{L_{12}}{L_{11}} \quad (3)$$

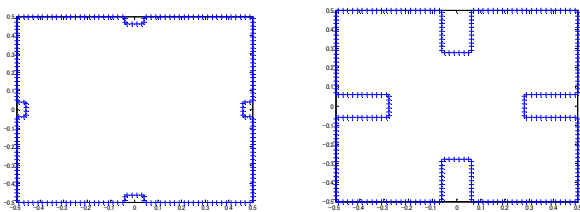
直径 5mm の銅線を用い、図 1 の 2 つのコイルについて結合係数を計算した。2 つのコイルを正対させたときの距離を 0.3, 0.5, 0.7m とし、水平方向に距離を移動させた。結果を図 4 に示す。フラクタルコイルは方形ループに比較し結合係数の変化が小さいことがわかる。

3. フラクタルの形状

ここでフラクタルの切れ込みの形状について検討する。対抗するコイルが水平方向にずれた場合、結合係数の変化が小さいほうが望ましいと考えられる。切

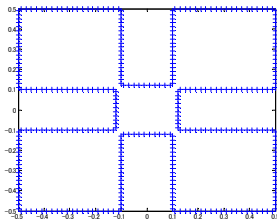


パレート最適解の分布

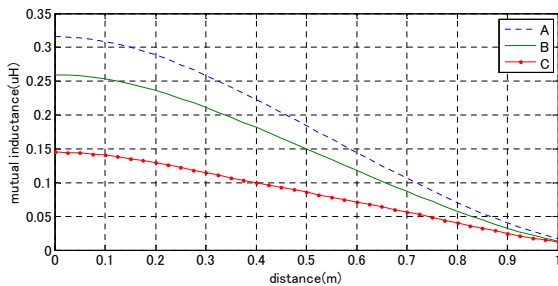


(A)

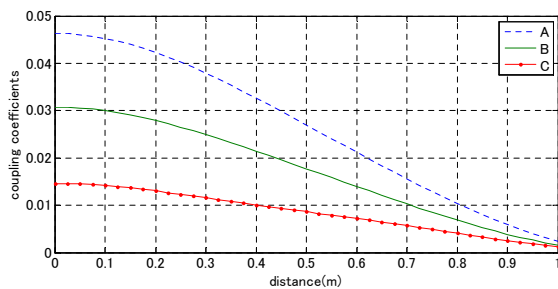
(B)



(C)



相互インダクタンス



結合係数

図5 切れ込みの影響

れ込みの深さと幅を変数とし、パレート解を遺伝的アルゴリズムを用いて検討した[10]。図5はコイル間の距離を50cmとしたときのパレート最適解の分布である。x軸は正対方向の負の符号をつけた結合係数、y軸は送受のコイルの投影像が面積比で25%だけ重なった場合の結合係数である。パレート解はほぼ直線上に並んでいる。このことは両者の関係は線形であって、正対方向の結合係数が大きいと一部しか重なっていない場合の結合係数が大きくなることを意味している。 L_{11} は形状Aの場合 $6.8\mu\text{H}$ 、Bの場合 $8.5\mu\text{H}$ 、Cの場合 $9.9\mu\text{H}$ である。

4. 等価回路による解析

図6に磁気共鳴方式ワイヤレス電力伝送システムの等価回路を示す。共振周波数

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \equiv \frac{1}{\tau} \quad (4)$$

での伝送電力 W_{RL} は次の式で表される。

$$W_{RL} = \frac{R_L k^2 \omega_0^2 L_1 L_2 E^2}{\{(R_0 + R_1)(R_L + R_2) + k^2 \omega_0^2 L_1 L_2\}^2} \quad (5)$$

電源効率 η_{PS} は次の式で表される。

$$\eta_{PS} = \frac{R_L}{R_L + R_2} \frac{k^2 \omega_0^2 L_1 L_2}{(R_0 + R_1)(R_L + R_2) + k^2 \omega_0^2 L_1 L_2} \quad (6)$$

W_{RL} を電源電圧 E の2乗で割った規格化伝送電力NOP (Normalized Output Power)は

$$NOP = \frac{R_L k^2 \omega_0^2 L_1 L_2}{\{(R_0 + R_1)(R_L + R_2) + k^2 \omega_0^2 L_1 L_2\}} \quad (7)$$

となる。文献[9]では、結合係数 k が大きくなって効率が高くなっても、一定の電源電圧 E で送電できる電力が小さくなることが指摘されており、大電力の送電では η_{PS} とNOP両方を考慮する必要がある。

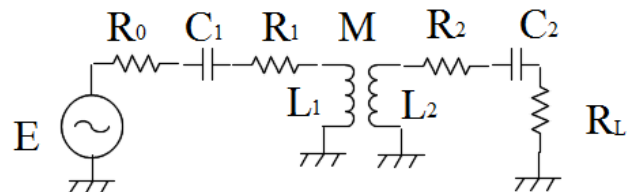


図6 等価回路

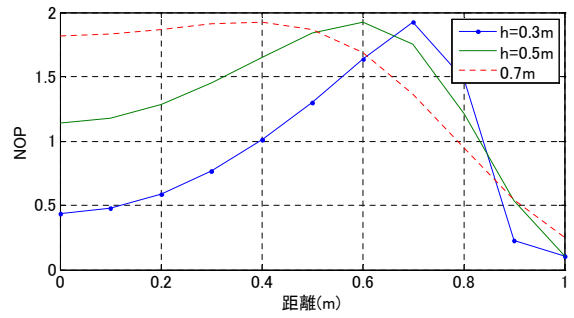
5. シミュレーション

電気自動車(EV)への電力伝送を図1のコイルを使って検討した。図7の研究室所有のコンパクトEVでの消費電力は、充電時 AC100V15A(1.5kW)、急坂での最大負荷走行時 DC100V200A(20kW)であった。このような消費電力を内部抵抗 50Ω の高周波電源で供給することはエネルギー効率を考慮すると望ましくない。ここでは、電源の内部抵抗を 0.128Ω 、負荷抵抗を 6Ω と仮定した。デバイスの制約から、大電力を扱うインバータの動作周波数は 1MHz 程度であるので、動作周波数は 1MHz 程度を考える。

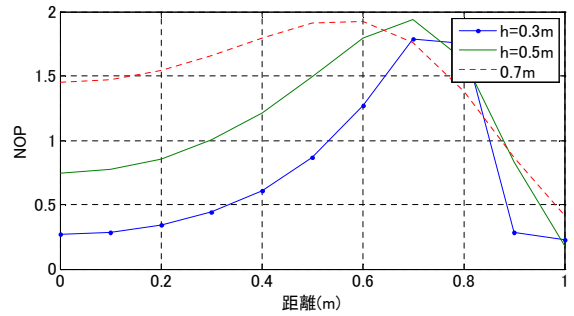
送受電コイル間の距離を $0.3, 0.5, 0.7\text{m}$ とし、受電コイルをずらしたときの η_{PS} と NOP をフラクタルループと方形ループについて図8と図9に示す。



図7 コンパクトEV



(a)フラクタル



(b)方形ループ

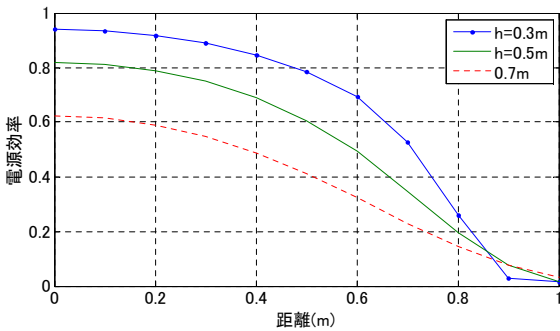
図9 NOP

周波数は 1.25MHz である。 η_{PS} はフラクタルループより方形ループのほうがやや高い。しかし、NOP はフラクタルループのほうが方形ループより優れている。コイル間が狭い ($h=0.3\text{m}$) とし、 $\text{NOP} > 1$ となる横ずれの許容範囲は、方形ループが $0.52 \sim 0.85\text{m}$ であるのに対し、フラクタルループは $0.4 \sim 0.85$ と 30% 以上広がる。コイル間隔が 0.5m では、 $\text{NOP} > 1$ となる横ずれの許容範囲は、方形ループが $0.3 \sim 0.88\text{m}$ であるのに対し、フラクタルループは $0 \sim 0.88\text{m}$ と 50% 以上広がる。コイル間隔が 0.7m では、 $\text{NOP} > 1$ となる横ずれの許容範囲は、方形ループが $0 \sim 0.88\text{m}$ であるのに対し、フラクタルループは $0 \sim 0.8\text{m}$ となるが、ずれがコイルの 50% までの範囲での NOP はフラクタルループがほぼフラットであり、安定した給電が可能である。

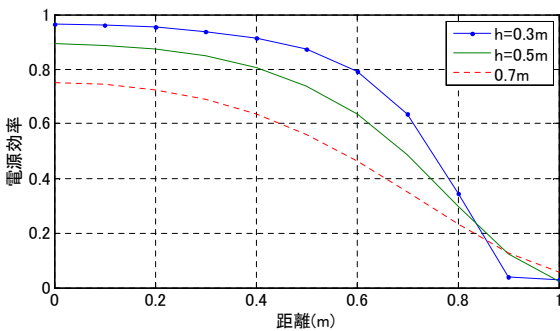
送受電コイル間の距離を 0.5m とし、周波数 1MHz 、 1.5MHz にしたときの η_{PS} と NOP を、フラクタルループと方形ループについて図10と図11に示す。使用周波数を高くすると、フラクタルループ、方形ループとも η_{PS} は増加する。しかし NOP は狭いしか許容できなくなる。

送受電コイル間の距離を 0.5m 、周波数 1.25MHz とし、電源の内部抵抗を 0 にしたときの η_{PS} と NOP を、フラクタルループと方形ループについて図12と図13に示す。

電源の内部抵抗を 0 にすると、電源効率と NOP はずれに対し劇的に改善する。フラクタルの NOP の優位性は

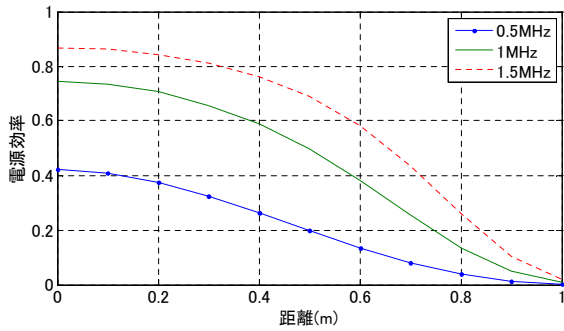


(a)フラクタル

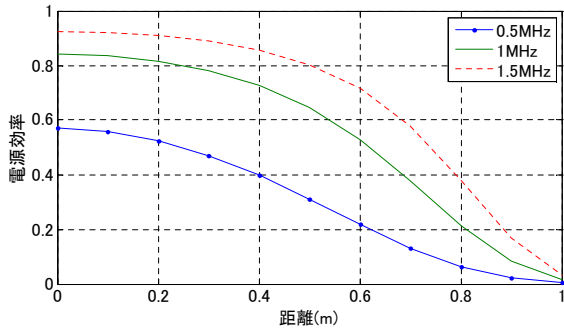


(b)方形ループ

図8 η_{PS}

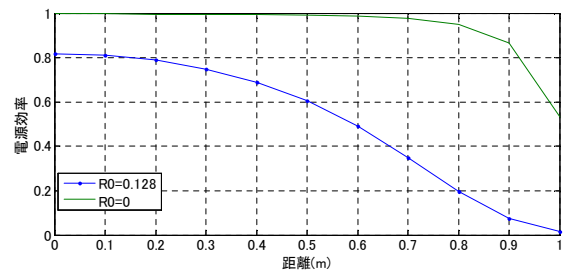


(a)フラクタル

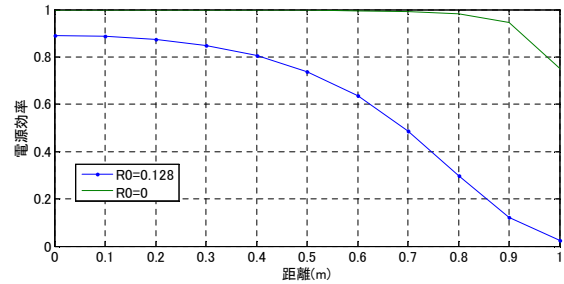


(b)方形ループ

図 10 η_{ps}

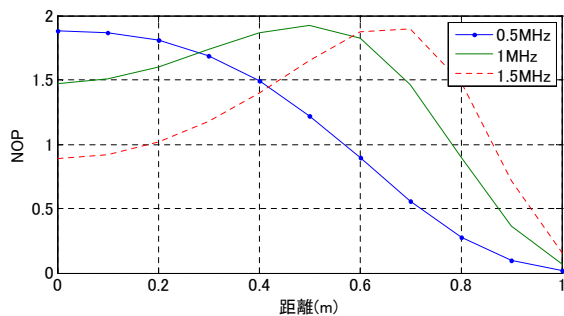


(a)フラクタル

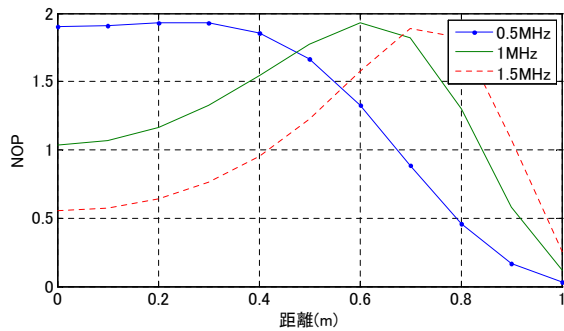


(b)方形ループ

図 12 η_{ps}

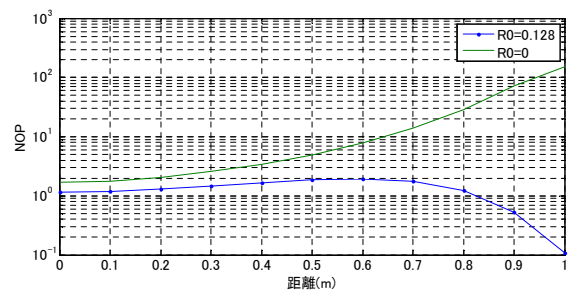


(a)フラクタル

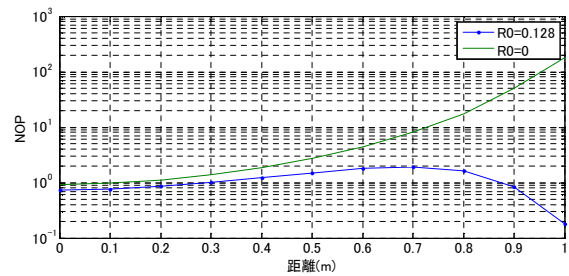


(b)方形ループ

図 11 NOP



(a)フラクタル



(b)方形ループ

図 13 NOP

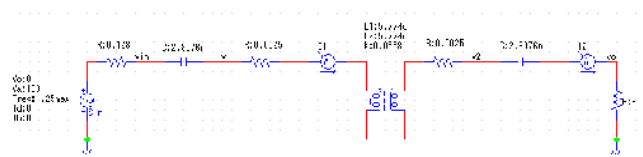
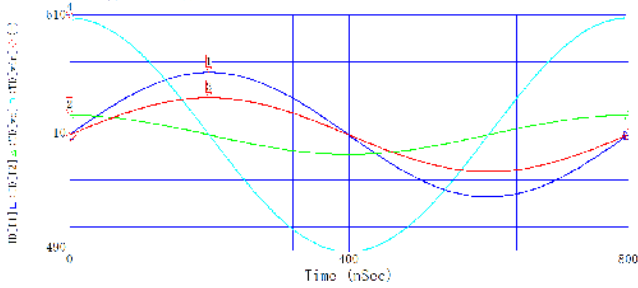


図 14 SNAPによる回路モデル

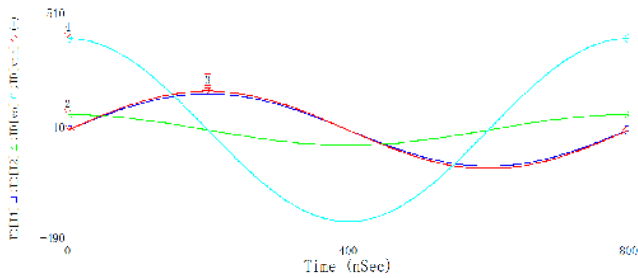
内部抵抗を 0 にしても保たれている。電源の内部抵抗を下げるが大電力伝送には重要である。

回路シミュレータ SNAP を用いて回路シミュレーションを行った。送受電コイル間の距離を 50cm とし、

水平方向の位置ずれを 0m, 0.6m として、電源の開放

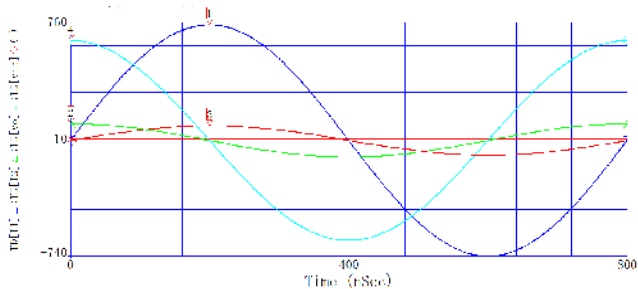


(a) フラクタル

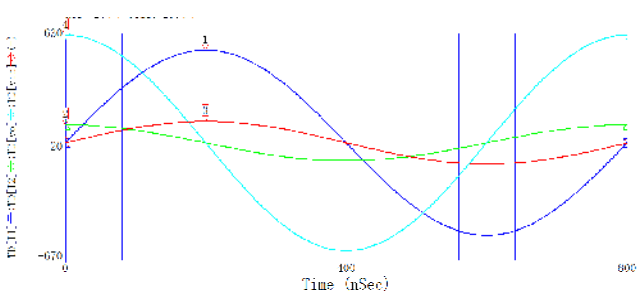


(b) 方形ループ

図 15 水平面のずれがないときの入出力電流



(a) フラクタル



(b) 方形ループ

図 16 水平面のずれが 0.6m のときの入出力電流

電圧を 190V とした。回路シミュレーションモデルを図 14 に示す。電源の出力電圧と電流、負荷への供給電圧と電流を図 15 と図 16 に示す。図中 1 は電源からの電流、2 は負荷電流、3 は電源電圧、4 は負荷電圧である。方形コイル、フラクタルともずれがあっても出力電力は 60kW 以上得られるが、ずれがない場合方形ループの負荷供給電力は 26kW、フラクタルでは 40kW と

著しい差が認められる。

6. 結言

磁気共鳴方式のワイヤレス送電を適用し、移動中の車両への電力供給を方形ループとフラクタルループについて検討した。

フラクタルアンテナはループアンテナに比較し、横ずれに対する結合率の変化が小さく、一定の電源電圧で送電できる伝送電力(NOP)の許容範囲が大きいことが分かった。共振周波数を高くすると伝送効率は高くなるが NOP は低下することが分かった。

文 献

1. Yoshiki Suzuki, T.Sugiura, N. Sakai, M. Hanazawa, and T. Ohira, Dielectric Coupling from Electrified Roadway to Steel-Belt Tires Characterized for Miniature Model Car Running Demonstration, Proc. IMWS-IWPT2012. THU-B-1, 2012.
2. Yuta Kubo, Naoki Shinohara, and Tomohiko Mitani, Development of a kW Class Microwave Wireless Power Supply System to a Vehicle Roof, Proc. IMWS-IWPT2012. FRI-G-1, 2012.
3. 加々美友宏, 松下隼人, 岩堀大希, 桑原義彦, 走行中の模型電気自動車へのワイヤレス送電システム, 信学技報, WPT2010-20, pp. 37-42, 2011.
4. 松下隼人, 加々美友宏, 桑原義彦, 走行中の電気自動車への通信機能を有するワイヤレス送電, 情報処理学会研究会資料, 2011
5. D. Iwahori and Y. Kuwahara, Transmission of energy and information from road to electric vehicle, Proceeding of ISAP 2011, Proceeding of ISAP 2011, WeF2-5, 2011.
6. 阿部茂, 金子裕良, 非接触給電技術, 電学誌, Vol.128, no.12, pp.796-799, 2008.
7. 大麻純季, 岩堀大希, 桑原義彦, ワイヤレス送電アンテナへのフラクタルの適用, 2012 信学総大 B-1-17, 2012.
8. J. Ohasa, D. Iwahori and Y. Kuwahara, Fractal Antenna for Wireless Power Transmission, Proceeding of ISAP 2012 (accepted)
9. 萩原述史, 電磁結合による非接触電力伝送の原理について, 電学論 D, Vol.131, No.5, pp.708-713, 2011.
10. Y. Kuwahara, "Multi-objective Optimization Design of Yagi-Uda Antenna," IEEE Trans. Antennas and Propagat., Vol.53 No.6, pp.1984-1992, 2005.