

磁界共鳴ワイヤレス給電における「受電能力」の向上 ——インダクタンスへの着目とその増大による効果——

正員 大矢根 蒼 (東京大学)

Improving “Power Acceptability” in Magnetic Resonant Wireless Power Transfer —Focus on Inductance and the Effects of High Inductance—

Aoi Oyane, Member (The University of Tokyo)

This study explores the conditions for establishing resonant power reception in a magnetic resonant wireless power transfer system. In the simulation, a phenomenon was found in which the resonance was broken, and the maximum power reception frequency deviated from the theoretical resonance frequency. Similar characteristics were observed in experiments using the proposed receiver evaluation method. The author theoretically considers the cause of this phenomenon and proposes the concept of “Power Acceptability”. Based on the above, this study presents a parameter designing method of a receiver that can receive power effectively.

キーワード：ワイヤレス給電，磁界共鳴，受電器，評価手法

Keywords : wireless power transfer, magnetic field resonance, receiver, evaluation method

1. はじめに

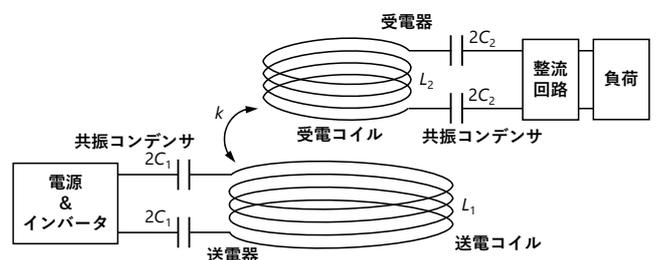
電気自動車やドローンといった移動体への給電方式として、磁界共鳴方式のワイヤレス給電技術が盛んに研究されている。この技術は、地面の送電コイルに高周波電源を接続して磁界を生成し、移動体に受電コイルを搭載することで、磁界を介して電力エネルギーを伝送する。Fig. 1(a)のように、一般的に送電回路と受電回路には共振コンデンサが挿入され、それぞれが送電コイル、受電コイルと共振するように設計される⁽¹⁾。この共振が、大きなエネルギーを効率的に伝送する。

ここ数年、この技術分野では、漏洩電磁界の低減や制御方法など、実用化にむけた応用研究が進展している。その一方で、コイルパラメータ設計など、ワイヤレス給電の根本に関わるシステム構成要素の最適化に関しては、不十分な点が残されている。

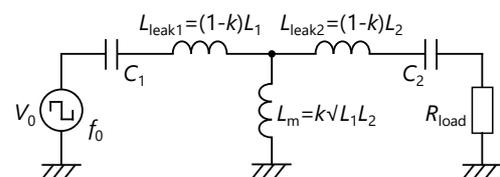
例えば、磁界共鳴による受電は、いかなるコイルパラメータでも成立するのだろうか。成立の可否を分かつような限界点があるのだろうか。移動体、特にドローンの用途を想定したワイヤレス給電では、受電コイルの小型軽量化が重要である。しかし、コイルのインダクタンスをどこまで低減できるかといったアプローチは、ほとんど検討されてこなかった。本研究では、このような問いを解明したい。

本研究では、受電回路が共振条件を満たしているにもかかわらず共振状態が崩れ、受電電力（負荷電力）が最大となる周波数が共振周波数からずれるという現象が、特定のパラメータ条件で検出された。これは、従来設計論で期待される動作からの逸脱に見える。

また、本研究では受電回路の特性把握のために、共振特性を有する送電回路から分離して評価する手法も提案する。受電回路の共振状態が崩れる条件では、提案評価系に



(a) Magnetic field resonant S-S WPT system



(b) Equivalent circuit of S-S WPT

Fig. 1. An example of magnetic field resonant WPT system.

において受電回路の受電電力が低下することも判明した。

以上をもとに、さらに磁界共鳴という現象を受電器に関して再定義し、その観点から、共振が崩れる現象のメカニズムを考察した。その結果、磁界共鳴を起こして効果的に受電するための、シンプルな設計指針が得られた。

2. ワイヤレス給電を成立させる従来理論

従来、磁界共鳴方式のワイヤレス給電を最適化するために最も基本的・普遍的な条件は、共振条件の充足であると考えられてきた。Fig. 1(a)は、一般的な S-S (直列共振・直列共振) 方式の磁界共鳴ワイヤレス給電システムの模式図であり、Fig. 1(b)はその等価回路図である。Fig. 1(a), (b)における送電コイルと受電コイルの自己インダクタンス L_1 、 L_2 、送電側と受電側の共振用キャパシタンス C_1 、 C_2 を用いると、送電器と受電器それぞれの固有共振周波数 f_{01} 、 f_{02} は、一般的に式(1)のように設計される。

$$f_{01} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}}, \quad f_{02} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2C_2}}, \quad (f_{01} = f_{02}) \quad \dots\dots (1)$$

式(1)は、シンプルな LC 共振の共振周波数の式そのものであり、負荷抵抗は含まれていない。このように磁界共鳴方式は、式(1)さえ満たすように設計すれば、送電器と受電器からなる伝送系における効率が最大化され、共振によって最も効果的に電力伝送が行われると考えられてきた。

3. 受電器の挙動と評価手法に関する疑問

空間を通した電磁エネルギーの伝送の利用に関して、通信技術の分野、すなわちラジオや携帯電話における電波アンテナでは、送信器と受信器は個別に扱われ、受信器では「受信感度」が重視されてきた。しかし、磁界共鳴ワイヤレス給電の研究では、送電器と受電器を個別に扱う議論はあまりなされなかった。送電器と受電器は一体的にトランスとしてモデル化されることが多く、入出力特性のみが主に議論されてきた。空間磁界とエネルギーをやりとりするアンテナの観点はあまり考慮されず、受信感度に相当する概念は、十分に検討されてこなかった。

また、式(1)の共振周波数が、伝送系全体においても構成要素においても最適条件とされてきた。果たして、これらの理論やモデル化は、常に妥当であるのだろうか。本研究では、受信感度に相当する概念として、空間磁界からエネルギーを獲得する性能である「受電能力」を提起する。

筆者は、受電回路を送電回路から切り離して評価する必要性を検討してきた。ワイヤレス給電技術では、ダブル LCC 方式²⁾などの新しい伝送回路や、新しい理論を取り入れた伝送方式³⁾⁻⁶⁾も研究されている。それらは、理論通りの実機構築方法や性能の評価手法が、確立しているとは限らない。従来の一般的な評価手法では、 f_{01} と f_{02} の実測確認以外では、十分に評価できるのがシステム全体の入出力特性のみである。そのため、回路素子パラメータのずれや、適用理論の間違いなどの不具合が、送電回路または受電回路の一部にある場合、不具合箇所の特定は容易ではない。

すでに筆者は、磁界共鳴方式とは異なる電界共鳴方式のワイヤレス給電において、受電回路の単独評価手法を提案し、特定のパラメータの受電器において、従来設計論における共振特性を逸脱する挙動を検出している⁶⁾⁽⁷⁾。本研究では、磁界共鳴方式において同様の検討を行う。

4. 空間磁界に対する受電回路の共振と受電

〈4-1〉 受電回路の動作のシミュレーション 受電回路の出力の周波数応答特性を調べるために、回路シミュレータ LTspice を用いて、Fig. 2 の回路をモデル化した。この回路は、送電回路のない受電回路のみの評価系である。磁界発生用の小さなコイルを受電コイルに非常に弱く磁気結合させ、このコイルから受電コイルを微弱な磁界で刺激することで、受電回路に電圧と電流を誘起する。

磁界発生コイルの電流は、振幅をほぼ一定に保ちながら周波数 f_s を自由に変更できる。受電回路のパラメータ L_2 、 C_2 、負荷抵抗 R_{load} を何通りか変化させ、磁界発生コイルとの結合係数を十分に低い値である $k=0.05$ に固定した条件下で、周波数 f_s に対する受電回路の応答特性を比較した。

f_s が受電器の共振周波数 f_{02} に近づくと、共振による受電が効果的に行われるため、負荷電力が大きくなるはずである。式(1)から、共振電流は Fig. 2 のように L_2 、 C_2 、 R_{load} を一巡するように流れることが期待される。

〈4-2〉 シミュレーションによる比較 評価対象の受電器の受電回路パラメータは、以下の通りである。

受電回路 A : 高 L_2 140 μ H コイルと 5 Ω 負荷

受電回路 B : 低 L_2 18 μ H コイルと 5 Ω 負荷

受電回路 C : 高 L_2 140 μ H コイルと 50 Ω 負荷

受電回路 A は、高インダクタンスのコイルと低抵抗負荷を有し、受電回路 B はインダクタンスを低くしたケース、受電回路 C は、負荷抵抗値を高くしたケースである。いずれの受電回路においても、共振周波数 f_{02} が 85kHz になるように C_2 を設定している。

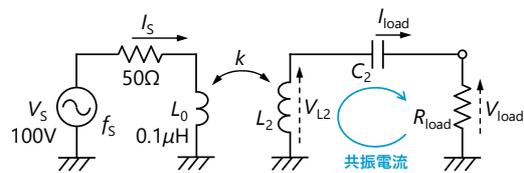


Fig. 2. Circuit model for testing the receiver response.

〈4-3〉 受電回路評価のシミュレーション結果

(1) 受電回路 A と B の比較の結果 Fig. 3(a)に示す通り、受電回路 A はほぼ 85kHz である 85.11kHz において負荷電圧と負荷電力のピークが見られる。共振コンデンサ C_2 の電圧も、ほぼ 85kHz である 84.94kHz でピークとなっているため、受電回路 A ではほぼ完全な共振が生じている。共振により効果的に負荷に電力が運搬されているといえる。

それに対して、Fig. 3(b)の受電回路 B は、85kHz からずれた 91.41kHz で負荷電圧と負荷電力がピークとなっており、 C_2 の電圧は、それとは大きくずれた値の 82.42kHz でピークとなっている。すなわち、共振が成立しているとはいいが

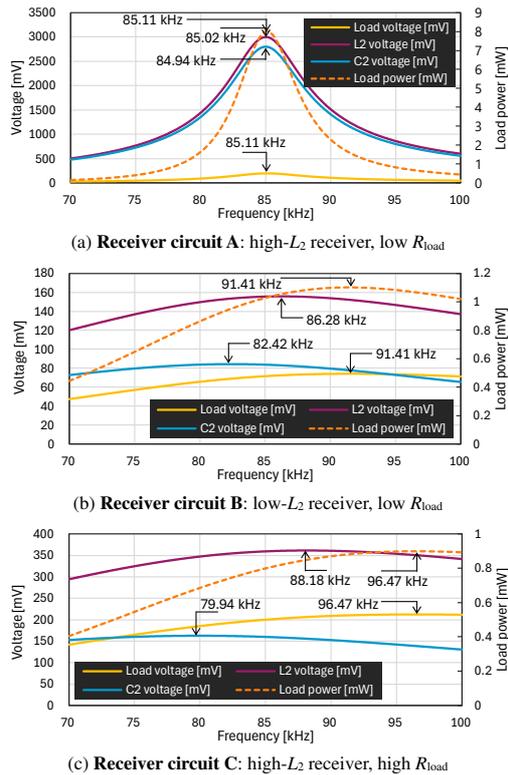


Fig. 3. Simulation results of the receiver response.

たい。また、Fig. 3(a)と(b)の比較から、受電回路 B の負荷電力は受電回路 A より小さいことがわかる。

つまり、インダクタンスの高い受電回路 A は、設計値の f_{02} で共振が生じて受電できるのに対し、インダクタンスの低い受電回路 B は、従来理論で意図されたような共振は生じず、受電電力が小さいことが明らかになった。

(2) 受電回路 A と C の比較の結果 受電回路 C は、Fig. 3(c)に示す結果となり、受電回路 B と同様に共振が崩れているような性質を示した。また、負荷電力は受電回路 A よりも小さい。つまり、インダクタンスが受電回路 A と同じでも、負荷抵抗値が高ければ共振が成立しにくくなり、受電電力も低下するといえる。

5. 提案評価手法による受電回路の評価

(5-1) 提案評価手法の概要 節 4 のような受電回路の特性評価を、実験によって検証する。送電回路の共振特性やゲイン特性の影響を排除し、受電回路を単体で評価するために、本研究は以下の手法を提案する。本手法は、送電共振回路の代わりに、周波数に依存しない一定振幅の磁界を用いる。この磁界を受電コイルに与え、受電回路の出力の周波数応答特性を計測する。

提案評価手法の模式図を Fig. 4 に示す。周波数が掃引される一定振幅の正弦波信号が必要である、本研究は、信号源としてインピーダンスアナライザ IM3570 を使い、信号の RMS 実効値電圧は 2V に設定した。次に、信号を広帯域パワーアンプ HSA 4101 で振幅 50V まで増幅し、周波数掃引された一定電圧の正弦波大信号を生成する。この大信号を、電流制限のために設けた 50Ω 抵抗器 39-0168 を介し

て、1 回巻きの磁界発生コイルに入力する。500kHz 以下程度の周波数では、 50Ω 抵抗は磁界発生コイルのインピーダンスより十分に大きいので、ほぼ定電流特性となる。このため、磁界の振幅をほぼ一定に保ったまま磁界の周波数を掃引できる。製作した磁界発生コイルを Fig. 5(a)に示す。

このように、周波数が変化する磁界を与えることで、受電回路の出力の周波数応答特性を抽出する。受電回路の出力特性は、負荷抵抗の両端電圧から取得する。1:10 差動電圧プローブ AP031 を接続したスペクトラムアナライザ RSA306B を用いて、周波数に対する電圧を読み取り、グラフ化する。スペクトラムアナライザと差動プローブの全体の電圧ゲインは、1/20 となる。

磁界発生コイルと評価対象の受電コイルは疎結合状態となるように、コイル間の距離を十分に離しておく。本研究では、その距離は 16cm に設定した。提案手法を用いて以下の 3 通りの受電回路を評価し、比較した。

受電回路 A : 高 L_2 96.09 μ H コイルと 5.6 Ω 負荷

受電回路 B : 低 L_2 18.70 μ H コイルと 5.6 Ω 負荷

受電回路 C : 高 L_2 96.09 μ H コイルと 50Ω 負荷

受電回路 A と C に使用した受電器の外観を Fig. 5(b)に、共振特性を Fig. 6(a)に示す。受電回路 B に使用した受電器の外観を Fig. 5(c)に、共振特性を Fig. 6(b)に示す。共振特性は、負荷抵抗をはずした状態において、インピーダンスアナライザ IM3570、すなわち従来の方法で実測した結果である。どちらの受電器においても、共振周波数 f_{02} はほぼ 85kHz に設定できていることがわかる。

(1) 高インダクタンス受電器と低抵抗負荷 受電回路 A は、受電コイルのインダクタンスが高く、負荷抵抗値が低いケースの評価を目的としている。Fig. 5(b)のコイルは、筆者の所属研究室において、電気自動車の走行中給電実験のために開発された「第 3 世代コイル」である。

(2) 低インダクタンス受電器と低抵抗負荷 受電回路 B は、インダクタンスが受電回路 A より低いケースである。これは、ドローンなどの用途を想定した研究開発の場面を仮定し、受電コイル軽量化においてインダクタンスが非常に低くなった状態を模擬している。

(3) 高インダクタンス受電器と高抵抗負荷 受電回路 C は、負荷抵抗値が受電回路 A より高いケースである。ワイヤレス給電システムにおける負荷抵抗値は用途によって規定されるが、DC-DC コンバータなどを用いることで、

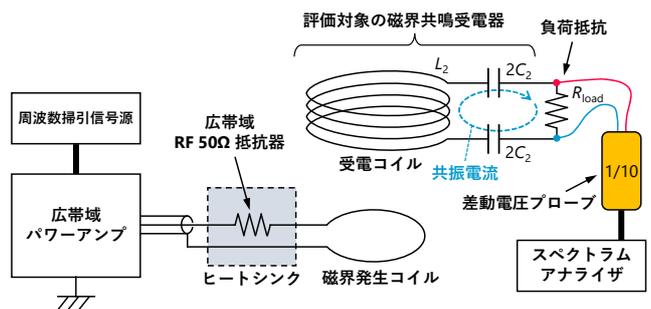
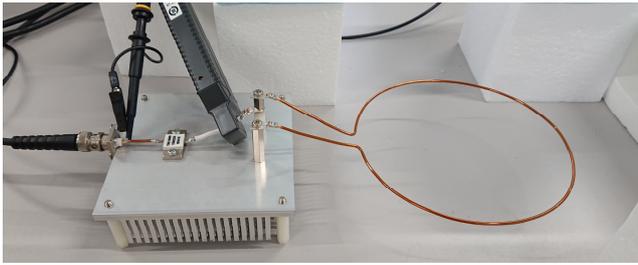


Fig. 4. Proposed evaluation method for receiver response.



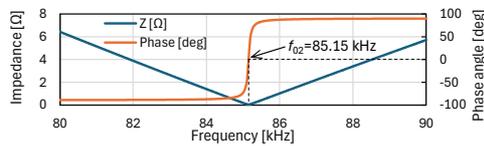
(a) Proposed magnetic field generator coil with a 50Ω resistor



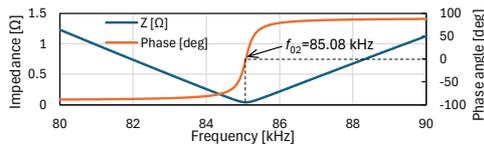
(b) High- L_2 receiver

(c) Low- L_2 receiver

Fig. 5. Equipment for evaluation experiments.



(a) Impedance and resonance point of the high- L_2 receiver

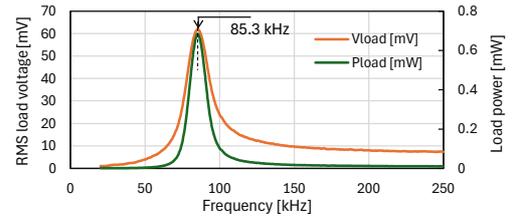


(b) Impedance and resonance point of the low- L_2 receiver

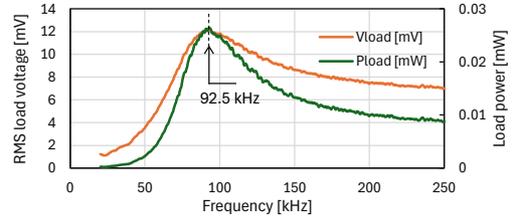
Fig. 6. Measurement results with the conventional method.

ある程度の範囲では変化させることができる。しかし、小型軽量化が必要な用途では、DC-DC コンバータの搭載が忌避される場合がある。その場合、受電回路を負荷に直結しなければならない。受電回路 C は、このように負荷抵抗値が制約された状況を模擬している。

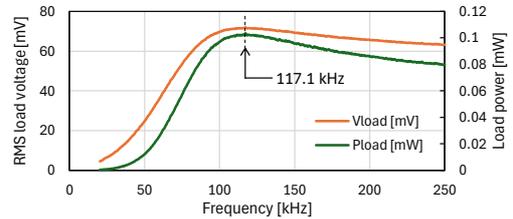
〈5・2〉 実験結果 受電回路 A、B、C の評価結果を、それぞれ Fig. 7(a)~(c)に示す。図中の負荷電圧 V_{load} は、スペクトラムアナライザの読み値にゲイン 20 倍を付与した実測値であり、負荷電力 P_{load} は V_{load} と負荷抵抗値から求めた値である。Fig. 7(a)に示すように、受電回路 A の負荷電圧と負荷電力がピークとなる周波数、すなわち「最適受電周波数」は 85.3kHz となった。これは、Fig. 6(a)の共振周波数 $f_{02}=85.15\text{kHz}$ に十分に近いため、受電回路 A は共振によ



(a) Receiver circuit A: high- L_2 receiver, low R_{load}



(b) Receiver circuit B: low- L_2 receiver, low R_{load}



(c) Receiver circuit C: high- L_2 receiver, high R_{load}

Fig. 7. Measurement results with the proposed method.

て効果的に受電しているといえる。

それに対して、受電回路 B では、Fig. 7(b)に示すように最適受電周波数が 92.5kHz となり、85kHz とは異なっている。共振周波数は Fig. 6(b)のように $f_{02}=85.08\text{kHz}$ であるにもかかわらず、このようにずれた特性が生じた。また、ピークの鋭さは受電回路 A より鈍く、ピークにおける負荷電圧と負荷電力は受電回路 A より小さい。磁界を受けた際の共振による受電が、従来理論の推定とは異なり、効果的に作用していないようだ。ピークの結果から、空間磁界からエネルギーを獲得する能力も受電回路 A より大幅に低い。

受電回路 C は、最適受電周波数が 117.1kHz となり、85kHz とは大きく異なっている。また、受電回路 C のピークの鋭さは受電回路 A より鈍く、ピークにおける負荷電力は受電回路 A より小さい。つまり受電回路 C も、受電回路 A と比較すると、磁界を受けた際に共振が効果的に発生してはならず、空間磁界からエネルギーを獲得する能力が受電回路 A より低いといえる。

6. 現象のメカニズムの考察

〈6・1〉 電流位相角に着目した理論検討 シミュレーションと実験の結果、受電器が、式(1)の共振点 f_{02} で最適に受電しない場合があることが判明した。受電の際に共振が効果を発揮しない現象について、その理由を考察する。

インダクタ電圧に対する電流の位相角は 90° となる。共振が起こる場合、その電流が直接負荷に流れるはずである。そこで、負荷電流の位相角が 90° か否かという観点で、共振電流の成立可否を判定する。

Fig. 8 は、提案評価系を受電器側に換算した簡易等価回路

図である。Fig. 8の表現では、磁界発生コイルと空間磁界を経由したエネルギーは、点 P から受電回路に注入される。 Z_p は注入経路のインピーダンスを意味するが、本研究で注目すべきは受電回路に誘起される電圧と電流の関係性であり、 Z_p のモデル化は重要ではない。このエネルギーが負荷に輸送されるためには、受電回路を一巡する共振電流が成立しなければならない。このことが、非常に重要である。

これを踏まえて、誘導起電圧に対して共振電流が成立可能であるか否かを解析する。寄生抵抗成分を無視すると、まず、相互インダクタンスである $L_{m2}=kL_2$ 素子は純リアクタンスである。そのため、点 P の誘導起電圧 V_m の位相を基準にすると、電流 I_m の位相角は、必ず遅れ 90° になる。

それに対して、点 P から C_2 を経由して負荷抵抗 R_{load} に流れる経路においては、 V_m の位相に対する負荷電流 I_{load} の位相角は、式(2)として表現できる。

$$\theta_{SR} = \tan^{-1} \frac{\omega_{02}(1-k)L_2 - \frac{1}{\omega_{02}C_2}}{R_{load}} \quad (2)$$

k は磁界発生コイルと受電コイルの結合係数であり、 ω_{02} は、周波数 f_s が f_{02} である場合の角周波数である。 θ_{SR} は、点 P から負荷に向かう経路の合成インピーダンスによる、力率角に相当する。容量性のため、 θ_{SR} は進み位相である。

式(2)で注目すべきは、 R_{load} が 0 でない限り、 θ_{SR} は決して -90° にならないことである。 L_{m2} のインダクタを流れる I_m が、直接的に I_{load} として負荷まで流れて一巡する共振電流となるには、 I_{load} の θ_{SR} は -90° でなければならない。しかし θ_{SR} は -90° ではないので、共振が阻害される。 I_m 位相角 90° と θ_{SR} の位相差を補うために、一巡経路の外部から供給される等価的な入力電流 I_{inP} が、相対的に大きくなる。

とはいえ、 θ_{SR} を -90° に近づけることは可能である。式(1)の共振設計のため、例えば、 L_2 を 2 倍にすると C_2 は 1/2 倍になる。このとき、式(2)の \tan^{-1} 内の分子は 2 倍になる。つまり、受電器のインダクタンスが高ければ高いほど、 θ_{SR} は -90° に近づく。また、分母の R_{load} が小さければ小さいほど、 θ_{SR} は -90° に近づく。このように、受電回路を共振状態に近づける設計が可能であることが判明した。

すなわち、 θ_{SR} は受電器の設計指針として活用できる。ただし、式(2)は L_2 と C_2 を含むため、一見すると \tan^{-1} 内の分子の項が複雑で、式(2)のままでは θ_{SR} を -90° に近づける方法が直感的にわかりにくい。また、式(2)は評価系の k を含んでおり、受電回路単体の性質をあらわしているとはいえない。そこで、 k や C_2 に依存しないシンプルな式を検討し、以下の 2 つの方法を試みた。

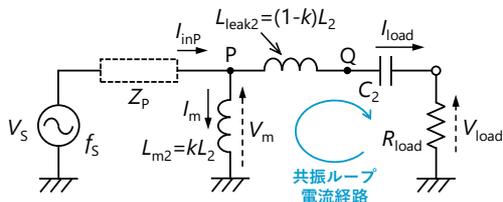


Fig. 8. Circuit representation of the receiver under test.

方法(1) 代入による C_2 の消去 共振設計の式(1)から、 ω_{02} においてリアクタンスの等式(3)が成り立つ。

$$\frac{1}{\omega_{02}C_2} = \omega_{02}L_2 \quad (3)$$

これを式(2)に当てはまると、式(2)は式(4)のように書き換えられる。

$$\begin{aligned} \theta_{SR} &= \tan^{-1} \frac{\omega_{02}(1-k)L_2 - \omega_{02}L_2}{R_{load}} \\ &= \tan^{-1} \frac{-k\omega_{02}L_2}{R_{load}} \\ &= -\tan^{-1} \frac{k\omega_{02}L_2}{R_{load}} \quad (4) \end{aligned}$$

式(4)において、 k は単なる係数であり、磁界発生コイルと受電コイルの距離を変えない場合は定数である。すなわち、 k は θ_{SR} の性質や傾向を本質的に決定づける要素ではないため、 k を無視した式(5)を構築できる。

$$\theta_{SR}' = -\tan^{-1} \frac{\omega_{02}L_2}{R_{load}} \quad (5)$$

方法(2) 自己インダクタンスに集約 受電回路を評価系から解放するために、Fig. 8 の回路を、 L_{leak2} がゼロになるように Fig. 9 のように大幅に単純化する。 L_2 のコイル全体に外部からエネルギーが与えられると仮定する。この場合、負荷 R_{load} に繋がる経路にインダクタはなく、 C_2 のみとなる。 L_2 のコイルは純リアクタンスであるため、点 Q の電圧 V_{L2} に対して L_2 の電流 I_{L2} の位相は遅れ 90° である。

それに対して、 C_2 と R_{load} の経路は、リアクタンスと抵抗を有するため、電流位相は V_{L2} に対して完全な -90° ではない。この位相角は式(6)としてあらわされる。

$$\begin{aligned} \theta_{CR} &= \tan^{-1} \frac{-\frac{1}{\omega_{02}C_2}}{R_{load}} \\ &= -\tan^{-1} \frac{1}{\omega_{02}C_2R_{load}} \quad (6) \end{aligned}$$

式(6)の \tan^{-1} 内の項は、負荷 Q 値に等しい。式(6)は、式(3)の関係性を利用して、式(7)に書き換えられる。

$$\theta_{CR} = -\tan^{-1} \frac{\omega_{02}L_2}{R_{load}} = \theta_{SR}' \quad (7)$$

式(7)は、方法(1)の式(5)に等しい。

以上のように、方法(1)、(2)いずれにおいても、 k に依存せず受電回路パラメータのみに依存する式が得られた。式(5)と式(7)から、受電コイルの自己インダクタンスが高ければ高いほど -90° に近づくことが、容易にわかる。

なお、式(5)と式(7)は、筆者が電界共鳴ワイヤレス給電の

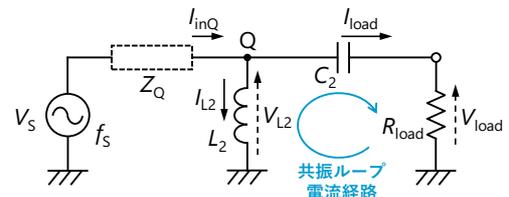


Fig. 9. Simplified receiver circuit ignoring coupling.

研究で見出した「受電器の電界共鳴の度合い」を表現できるパラメータ θ_{LR} の式と、符号違いで同形である。

〈6・2〉「磁界共鳴の度合い」のグラフ化 θ_{SR} や θ_{CR} は「磁界共鳴の成立のしやすさ」を意味するため、受電能力の高低に関わる指標・尺度として活用できる。 θ_{CR} が -90° に近い場合、負荷電流はほぼ一巡ループの共振電流となり、必要な等価の入力電流 I_{inP} または I_{inQ} が小さい。小さな入力でも十分に大きな共振電流が発生し、受電能力が高い。

Fig. 10 は、式(7)の θ_{CR} を $f_0=85\text{kHz}$, $R_{load}=5\Omega, 50\Omega, 500\Omega$ においてグラフ化したものである。磁界共鳴の発生の有無を明確に分けるような境界は存在しないが、 L_2 を高くすると θ_{CR} が -90° に漸近するという性質が可視化された。つまり、受電能力の高低の傾向と L_2 の関係性が見て取れる。また、 R_{load} は、 50Ω より低い 5Ω のほうが -90° に近づけやすいが、 L_2 が十分に高ければ 50Ω においても -90° に近い値が実現することが見て取れる。

実用の用途では、受電回路に DC-DC コンバータを搭載するよりも L_2 を高くするほうが小型軽量化に有利な場合に、 L_2 向上のアプローチを採用すれば良い。

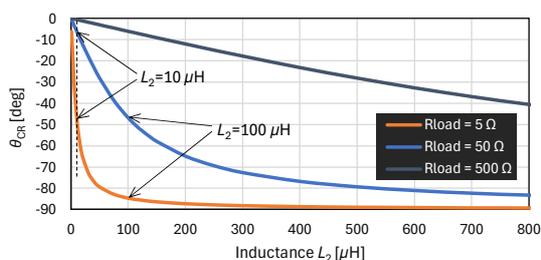


Fig. 10. θ_{CR} with respect to L_2 .

〈6・3〉磁界共鳴の再定義と受電能力 受電コイルは、磁界を受けた際に共振電流が発生し、磁界からエネルギーを獲得する必要がある。従来のワイヤレス給電の設計論は、この点に十分着目してこなかった。

本研究から、共振周波数が正しく設計されていても、インダクタンスや負荷抵抗値により、共振が成立する場合と崩れる場合があることが判明した。これは、共振電流の発生のしやすさを左右し、エネルギーが負荷に効果的に運搬されるか否かを決定づける。筆者は本稿において、これを「受電能力」と表現した。

インダクタンスが高く負荷抵抗値が低い受電回路では、Fig. 7(a)のように最適受電周波数が共振周波数にほぼ一致し、磁界共鳴が成立する。共振電流が負荷にエネルギーを効果的に運搬するため、受電能力が高い。

インダクタンスが低すぎる、または負荷抵抗値が高すぎる受電回路では、Fig. 7(b)、(c)のように共振が崩れ、最適受電周波数が共振周波数からずれる。磁界共鳴方式と名付けられたワイヤレス給電システムであるが、共振周波数の磁界を受けても共振電流が不完全ならば、「受電回路に磁界共鳴が起きていない、または起こりにくい」といえるのではないだろうか。これらの条件では、負荷にエネルギーが運搬されにくく、受電能力が低下する。

受電能力の向上とコイルのインダクタンスの低減はトレードオフの関係にあるが、式(2)、(5)、(7)の利用や、Fig. 10のような可視化によって、受電能力が低すぎる誤った設計をしてしまうトラブルを回避できる。

7. むすび

本研究は、受電回路が磁界を受ける際に共振電流が発生しやすいか否かを説明可能にし、その傾向を可視化した。これによって、受電能力の高い受電器を製作するためのインダクタンス値の目安が、容易にわかるようになった。

すなわち、受電回路で磁界共鳴を起こすには高いインダクタンスが望ましく、コイル軽量化などを目指してインダクタンス低減を試みる場合は、位相角を磁界共鳴の度合いの指標とし、 -90° から乖離しないように配慮すればよい。

本研究の提案評価手法と考察を活用することで、ワイヤレス給電システムの研究・開発がより容易になる。磁界共鳴による受電の重要性とメカニズムが認識でき、本研究は、ワイヤレス給電の原理を従来の分野を越えて応用する上でも貢献できるのではないだろうか。

8. 謝辞

本研究の一部は、JST 未来社会創造事業 (JPMJMI21E2) の支援を受けたものである。

文 献

- (1) Takehiro Imura and Yoichi Hori : "Unified Theory of Electromagnetic Induction and Magnetic Resonant Coupling", *IEEJ Transactions on Industry Applications*, Vol.135, No.6, pp.697-710 (2015) (in Japanese)
居村 岳広・堀 洋一 : 「電磁誘導方式と磁界共振結合方式の統一理論」, 電気学会論文誌 D, Vol.135, No.6, pp.697-710 (2015)
- (2) Takuma Takeuchi, Daita Kobayashi, Takehiro Imura, and Yoichi Hori : "Fundamental Experiment on Dynamic Wireless Power Transfer Using Double-LCC", *IEICE Technical Report*, Vol.116, No.74, pp.5-10 (2016) (in Japanese)
竹内琢磨・小林大太・居村 岳広・堀 洋一 : 「Double-LCC を用いた走行中ワイヤレス電力伝送の基礎実験」, 信学技報, Vol.116, No.74, pp.5-10 (2016)
- (3) Hee-Jin Lee, Jin-Young Bang, and Chin-Wook Chung : "Electromagnetically Coupled Resonators Using Toroidal Ferrite Core for Wireless Power Transfer", in Proc. IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission, pp.183-186 (2012)
- (4) Alex Krasnok, Denis G. Baranov, Andrey Generalov, Sergey Li, and Andrea Alù : "Coherently Enhanced Wireless Power Transfer", *Physical Review Letters*, pp.1-5 (2012)
- (5) Takanori Washiro : "Electric Field Resonant Antenna for Wireless Power Transfer Based on Infinitesimal Dipole", in Proc. IEEE Wireless Power Transfer Conference, pp.1-4 (2018)
- (6) Aoi Oyane and Masayoshi Yamamoto : "Novel Measurement Method to Determine Optimum Reception Frequency of Electric Field Wireless Power Receiver", *IEEJ Journal of Industry Applications*, Vol.12, No.1, pp.54-64 (2023)
- (7) Aoi Oyane : "Improving Elemental Technologies for Higher Output Power, Higher Efficiency, and Longer Transmission Distance in Wireless Power Transfer in the MHz-Frequency Band", dissertation (2023) (in Japanese)
大矢根 著 : 「MHz 周波数帯のワイヤレス電力伝送における高出力化・高効率化・伝送距離向上のための要素技術研究」, 博士論文, (2023)