

大型車に対する走行中ワイヤレス給電における 受電コイル間距離に関する基礎検討

川上 貴大* 居村 岳広 堀 洋一（東京理科大学）

Basic Study on the Distance between Receiving Coils for Dynamic Wireless Power Transfer to Heavy Vehicles

Takahiro Kawakami*, Takehiro Imura, Yoichi Hori (Tokyo University of Science)

Dynamic Wireless Power Transfer (DWPT) is a technology that can extend the cruising range of electric vehicles and contribute to its popularization. Installing multiple power receiving coils is considered to extend the cruising range of heavy vehicles by DWPT. In this study, the number of components was minimized by connecting all the coils in series. In addition, the characteristics of the entire system with respect to the misalignment of the power receiving coils are theoretically described and verified by experiments.

キーワード：ワイヤレス電力伝送, 磁界共振結合, 走行中ワイヤレス給電, 複数受電コイル

(Wireless Power Transfer, magnetic resonant coupling, Dynamic Wireless Power Transfer, Multi receiver coil)

1. はじめに

ワイヤレス電力伝送(WPT)は従来有線で送っていた電力を電線なしに送る技術であり、近年その技術開発が盛んにおこなわれている。走行中ワイヤレス給電(DWPT)はこのワイヤレス給電技術を用い、走行中の電気自動車(EV)に電力供給を行う技術である。EVはバッテリー容量の技術的制約により航続距離が内燃機関搭載車両より短く、コストも高くなってしまうという課題がある。DWPTはEVの航続可能距離を延ばすことができ、この課題の解決に大きく貢献することができる。

その給電対象として長距離運航の多い商用車も検討されているが、大型車の要求電力は一般的な一般車よりも多い。大型車に対するDWPTでは一般の乗用車に比べ送電する電力が多く必要であるが、走行路の出力を大型車に合わせると逆に乗用車に対してはオーバースペックとなる。これでは送受電回路のコストが大きくなるだけでなく、漏洩磁界が大きくなり安全性も確保しづらくなってしまう。大電力のDWPTにおける漏洩磁界を低減させる研究⁽¹⁾もなされているが、図1のように受電コイルを複数搭載することにより走行路の出力を大きくすることなく走行距離当たりの受電電力を増加させることも検討されている⁽²⁾。

そこで、本研究では一般車に適した定格の送電路システムで大型車に対しても十分な電力量を供給できるような受電システムについて検討した。その中で、複数コイルを搭載した車両の受電システムについてその特性や制約を検討す

る。また、提案システムについてシミュレーション、実験によって検証している。

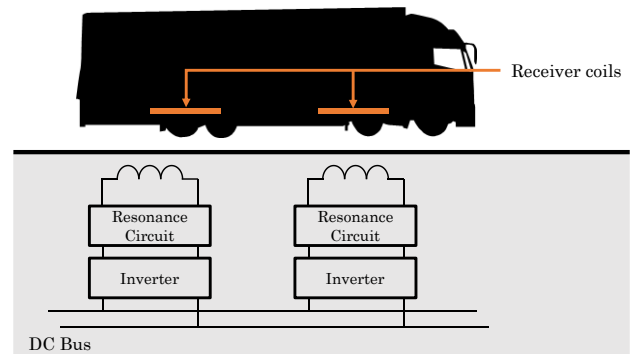


図1 複数受電コイルによるDWPT

Fig.1. DWPT with multiple power receiving coils

2. 研究方針

〈2・1〉走行中給電におけるWPTシステム WPTの共振回路のうち、Double-LCC方式は車体が送電コイル上に位置していなくても電源から電圧を印加し続けることが可能であるため、センサレスの車両検知システムによるスイッチングも提案⁽³⁾されており、走行中ワイヤレス給電において注目されている回路方式である。Double-LCC回路を用いたバッテリーに給電するWPT回路を図2に示す。送電側の電源は系統電源を想定するため定電圧電源としている。

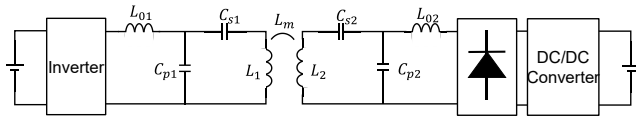


図 2 Double-LCC 回路
Fig.2. Double-LCC circuit

〈2・2〉 WPT システムの電力 走行中給電システムでは、EV であればどのような車種についてもその走行距離が十分なものになるようシステムを設計する必要がある。先行研究⁽³⁾では自動車が 80 km/h で走行するときのバッテリーの消費電力を車種別に求めている。その計算結果を表 1 に引用する。送電路からの入力電力については漏洩磁界抑制の観点や大電力充電設備のコストが高いことを考慮し SAE の定める J2954⁽⁴⁾で定義される WPT4 相当の 22 kVA の送電電力とする。先行研究⁽²⁾では最も消費電力の大きい Class 8 Truck においても、受電コイルを 3 つ搭載し 1 つの送電コイルから得る電力量を 3 倍にすれば、送電コイルの敷設率を抑えながら 800 km の走行が可能であることを示唆している。

そこで、本研究においては車体が 1 つの送電コイルから受け取れる受電電力量を、送電路の入力電力を大きくすることなく搭載するコイルの数に比例させられるようなシステムになるように検討した。また、その上で受電コイルの間隔をどの程度空けるかについても検討した。

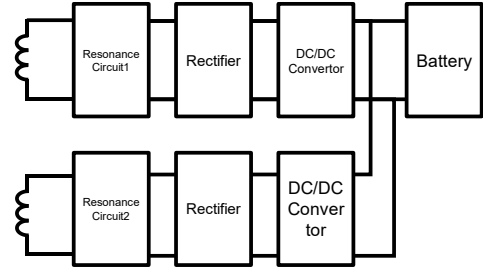
表 1 80 km/h で走行する EV のバッテリー消費電力⁽²⁾

Table 1. Battery power consumption of an EV running at 80 km/h.⁽²⁾

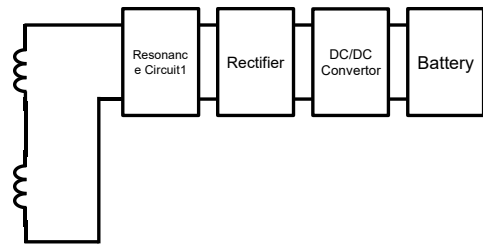
Light Duty Vehicle	Class 3 Truck	Class 5 Truck	Coach	Class 8 Truck
10 kW	39 kW	47 kW	80 kW	110 kW

〈2・3〉 想定されるトポロジ構成 本研究では、複数の受電コイルを搭載した受電システムとして、図 3 に示す 2 つの回路構成について検討した。ここに示した回路構成も想定されるが、本研究が基礎検討であるため最も基本的な発想となる図 3(a)と最も回路コンポーネント数が小さい図 3(b)について検討した。図 3(b)のシステムの共振回路につ

いては直列に接続された受電コイルユニット全体の合計に合わせて共振条件を設定するものとする。



(a) DC 部接続のシステム



(b) 直列受電コイルのシステム

図 3 検討したシステム

Fig.3. Assumed power receiving system

3. コイル間のクロスカップリング

〈3・1〉 クロスカップリングについて WPT において、1 対 1 以外の送電を考えるとときには一般にクロスカップリング、直接的には設計に考慮されない飛び越し結合が生じる。このクロスカップリングは周波数特性を変化させ効率に悪影響を与える⁽⁵⁾。

DWPT では一般に多くの送電コイルが走行路上に配置される。また、本研究においては受電コイルも複数搭載することを前提とするため、各コイル間に結合が生じクロスカップリングを考慮する必要がある。

2 対 2 の WPT システムにおけるクロスカップリングを図 4 に示す。図 4 において、 L_{11} と L_{21} 、 L_{12} と L_{22} がそれぞれ正対しているとする M_{11} と M_{22} が設計時想定される相互インダクタンスである。反対にそれ以外の相互インダクタンス M_{TX} 、 M_{RX} 、 M_{12} 、 M_{21} がクロスカップリングと呼ばれる。ここで M_{TX} を一次側クロスカップリング、 M_{RX} を二次側クロスカップリングと特別に呼ぶ。

表 2 実験に用いたコイルの諸元

Table 2. Specifications of the coil used in the experiment

	インダクタンス[μH]	Q 値	サイズ[mm×mm]
送電コイル L_1	192.7	638.9	600×300
受電コイル L_{21}	50.0	355.6	250×250
受電コイル L_{22}	50.0	338.8	250×250

本研究における検討は 1 つの送電コイルに対するシステムの特性にとどまるため、一次側結合 M_{TX} は考慮しない。

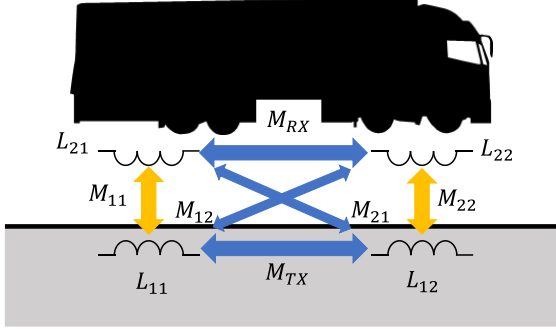


図 4 2 対 2 の WPT におけるクロスカップリング
Fig.4. Cross Coupling in 2-to-2 WPT

〈3・2〉 直列受電コイルのクロスカップリング 図 5 に示すようなクロスカップリングを想定する。ここで、二次側の共振条件は L_{RX} に合わせて設定される。クロスカップリングによる影響を明確にするため、T 型等価回路に直す。送受電コイルそれぞれの端子間電圧 V_1 , V_2 は以下の(1)(2)式のように表される。ここで、 M_1 , M_2 はそれぞれ送電コイルと受電コイル L_{21} , L_{22} との相互インダクタンスを表す。

$$V_1 = j\omega L_1 I_1 + j\omega(M_1 + M_2)I_2 \quad (1)$$

$$V_2 = j\omega(L_{21} + L_{22} + 2M_{RX})I_2 + j\omega(M_1 + M_2)I_1 \quad (2)$$

これを変形すると、次のように表される。

$$V_1 = j\omega\{L_1 - (M_1 + M_2)\}I_1 + j\omega(M_1 + M_2)(I_1 + I_2) \quad (3)$$

$$V_2 = j\omega\{L_2 + L_3 + 2M_{RX} - (M_1 + M_2)\}I_2 + j\omega(M_1 + M_2)(I_1 + I_2) \quad (4)$$

以上の結果より、図 5 の回路は図 6 の等価回路で表すことができる。

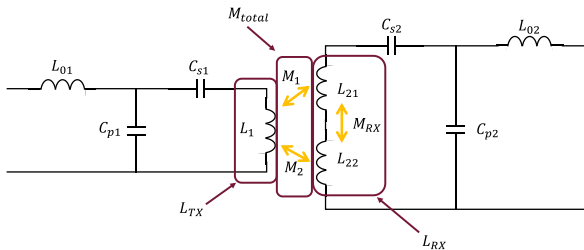


図 5 直列受電コイルにおけるクロスカップリング
Fig.5. Cross Coupling in Series Receiving Coils

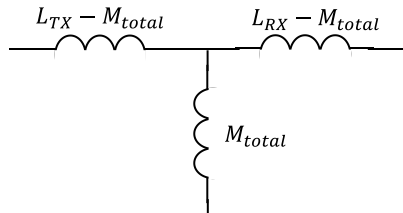


図 6 直列受電コイルのシステムの T 型等価回路
Fig.6. T-type equivalent circuit of a system of series receiving coils

ここで、それぞれの変数を以下のように定義する。それぞれの相互インダクタンスはコイルの配置方法によって符号を持つことに注意する。

$$L_{TX} = L_1 \quad (5)$$

$$L_{RX} = L_2 + L_3 + 2M_{RX} \quad (6)$$

$$M_{total} = M_1 + M_2 \quad (7)$$

以上の議論より、送電コイルのインダクタンス L_{TX} はクロスカップリング M_1 , M_2 , M_{RX} の影響を受けないことがわかる。また、直列接続された受電コイル全体のインダクタンスは受電コイル間相互インダクタンス M_{RX} の影響を受け、その正負により増減することがわかる。さらに、全体の相互インダクタンスは送電コイルとそれぞれの受電コイルの間の相互インダクタンスの単純な和で表現される。

〈3・3〉 受電コイルユニットに関する実験

以上の議論について実験により検証した。実験に用いたコイルの諸元を表 2 に、実験風景を図 7 に示す。送受電コイル間のエアギャップは 200 mm とした。ここで、前節の議論にあった受電コイル間相互インダクタンス M_{RX} の正負について、正となる配置を和動配置、負となる配置を差動配置とする。表 2 に示したコイルをそれぞれの配置をした時の各測定値を表 3 に示す。なお、この時の受電コイル全体の自己インダクタンス $L_{21} + L_{22}$ は 100 μ H, 受電コイル間相互インダクタンス M_{RX} は 2.61 μ H であった。

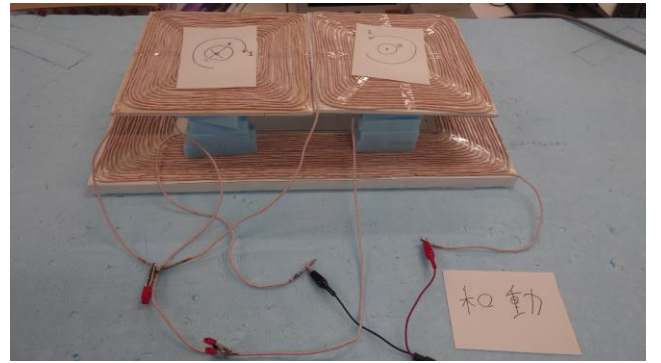


図 7 相互インダクタンスの測定風景

Fig.7. Measurement scenery of mutual inductance

表 3 受電コイル間の相互インダクタンスの測定結果

Table 3. Measurement results of the mutual inductance of the receiving coils

	$L_{TX}[\mu\text{H}]$	$r_{TX}[\text{m}\Omega]$	$L_{RX}[\mu\text{H}]$	$r_{RX}[\text{m}\Omega]$
和動	191.96	181.95	105.61	144.11
差動	192.96	185.23	95.058	144.17

表 2, 表 3 より L_{TX} それぞれの配置で変化がなく、 L_{RX} は $L_{21} + L_{22} \pm 2M_{RX}$ となっていることがわかる。これより、先述した式(5)(6)が実験においても成り立っていること

がわかる。また、それぞれの内部抵抗は大きくは変化しておらず、クロスカップリングはインダクタンスにのみ影響があることがわかる。

次に、受電コイルユニットを送電コイル上で位置をずらし、同様に相互インダクタンスを測定した。この移動方向は想定している車両の移動方向であり、この測定により車両の移動による相互インダクタンス変化を見ることができ。また、図 5 において受電コイルを L_{21} の 1 つのみにして同様に相互インダクタンスを測定し違いを見た。さらに、測定した M_{total} と単一の受電コイルの相互インダクタンスより計算した M_{total} を比較した。その結果を図 8 に示す。ここで、differential は差動配置、cumulative は和動配置を指す。

図 8 より、式(7)の計算がおおむね正しいことがわかる。差動配置と和動配置の大きな違いは表 3 でも示した通り送電コイルの直上における相互インダクタンスである。WPT で一般に用いられるスパイラルコイルにおいてはコイルを重ねず和動配置にコイルを配置するとき、電流が同じ方向に流れた時の磁束の方向が上下逆向きとなる必要がある。このように配置すると、送電コイル直上に位置した時に磁束に対して発生する誘導起電力が直列接続された受電コイルユニットにおいて逆向きになる。つまり、この場合 M_{12} と M_{21} の絶対値が等しく符号が逆向きとなるのである。これにより M_{total} がゼロとなってしまう。差動配置では送電コイル直上において M_{12} と M_{21} の絶対値が等しく符号も同じとなるので M_{total} はそれらの 2 倍となる。

一般に Double-LCC 回路の電力や効率は送電コイル、受電コイルのインダクタンス、即ち L_{TX} 、 L_{RX} にあまり影響を受けず補償コイルの L_{01} 、 L_{02} による影響が大きい。また、スパイラルコイルは真横との結合は比較的弱い。以上より直列受電コイルのシステムにおいては L_{RX} が小さくなるとしても全体を見れば差動配置の方が優れていると言える。

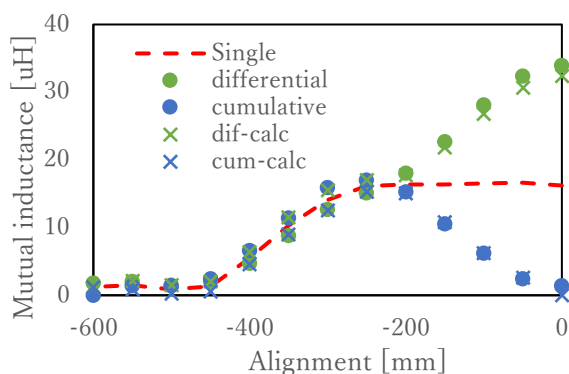


図 8 位置ずれによる M_{total} の変化
Fig.8. Change in the M_{total} due to misalignment

4. 送電コイル 1 つあたりの受電電力量

〈4・1〉 受電電力量の計算 以上の議論を用いて 1 つの送電コイル上を車体が通過した時に受電できる合計の受電電力量を計算する。図 9 のように送電コイル上を受電コイルが移動する状況を考える。この時、送電コイルを受電コイルに比べて十分長くするために 1000 mm × 300 mm のサイズの 295.86 μ H のコイルを用いた。なお、計算において電源は 600 V 実効値の電圧源とした。また、受電回路の負荷は最も長い範囲でおよそ最適とみなせる定抵抗負荷とした。

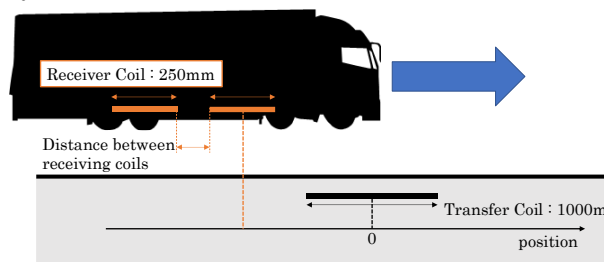


図 9 相互インダクタンス測定概念図
Fig.9. Schematic of mutual inductance measurement

〈4・2〉 受電コイル間距離による M_{total} の位置ずれ特性 前節のケースにおいて受電コイルの間隔を広げた時の直列接続した受電コイルユニットの相互インダクタンスを単一の受電コイルの相互インダクタンスを測定し式(7)により計算した。その結果を図 10 に示す。この結果より、コイル間距離が 600 mm 以下の範囲で近ければ、最大の相互インダクタンスは受電コイルが単一の時の 2 倍程度となることがわかる。反対に受電コイル間距離を 800 mm 以上離すと、結合していらる範囲は受電コイルが単一の時の 2 倍程度となることがわかる。

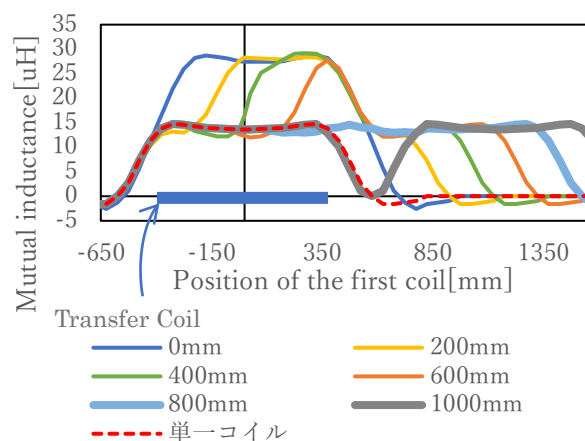


図 10 受電コイル間距離による相互インダクタンスの位置ずれ特性
Fig.10. Misalignment characteristics of mutual inductance with distance between receiving coils

〈4・3〉 受電コイルの直列接続時の受電電力量 前節

の結果から 1 つの送電コイル上を受電コイルユニットが 60 km/h で通過した時の入力電力量, 受電電力量を計算し効率を求めた。図 11 では横軸を受電コイル間距離とし, 左の軸に受電電力量[W・h]をとり Receive Energy, Input Energy としてそれぞれ受電電力量, 入力電力量を示す。また, 右の軸にそれらより求めた受電効率を示す。点線はそれぞれの値について 1 つのコイルで受け取っていた時の値を 2 倍にしたものを示している。受電コイル間距離が 0~800 mm の間で受電電力量, 入力電力量, 受電効率のいずれもが下がっているのは図 10 に示されるように結合している範囲内において 2 段階で相互インダクタンスが変化するため, 最適負荷が変化してしまうためである。これは, DC/DC コンバータによる最適負荷追従制御などにより常に最適負荷が維持できるようになれば図 11 のグラフはフラットな形になると予想される。実際, S-S 方式の回路に対しては結合係数を推定して最適負荷追従制御を行いリアルタイムで最大効率制御を行った研究が報告されており⁶⁾, それが Double-LCC 回路についても実現可能となることは大いに期待できる。また, 図 12 に送電時に送電コイルに入力される最大の入力電力を示す。これより, 受電コイル間距離 800 mm 以降は単一の受電コイルに対する入力電力と同等になっていることがわかる。この最大入力電力は受電コイルユニットの相互インダクタンス M_{total} と正の相関を持つため, 図 10 において各受電コイル間距離での最大の相互インダクタンスが大きければ図 12 での最大入力電力も大きくなる, といえる。

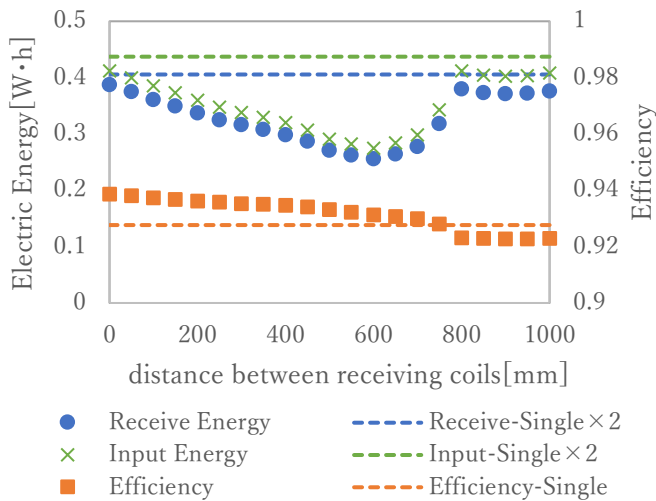


図 11 受電コイル間距離による電力量と効率の変化

Fig.11. Change of electric energy and efficiency with distance between receiving coils

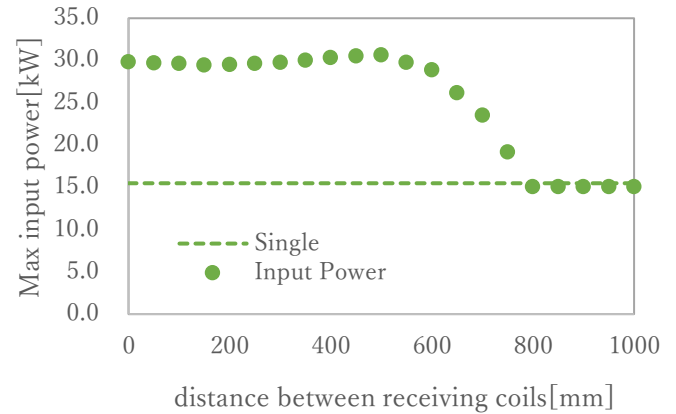


図 12 受電コイル間距離による最大の入力電力

Fig.12. Maximum input power depending on distance between receiving coils

〈4・3〉 DC 部接続のシステムについて 図 3 (a)に示す

DC 部接続のシステムについても同様の議論を行う。ここで, 受電コイル間相互インダクタンス M_{RX} は無視することとする。そうすると, このシステムは単一受電コイルの単純な重ね合わせのように考えられる。ゆえに, 受電電力量は単一受電コイルのシステムの 2 倍程度取ることができる。もちろん, ここに M_{RX} の影響を含めると電力や効率が低下し受電電力量も小さくなる可能性があるが, ここでは具体的には検討しない。以上の前提から図 12 と同様に受電コイル間距離に対する最大入力電力を計算した。この結果を図 13 に示す。これを見ると, 図 10 とよく似た形になっているが, これは先述した通り入力電力が相互インダクタンスに比例するためである。

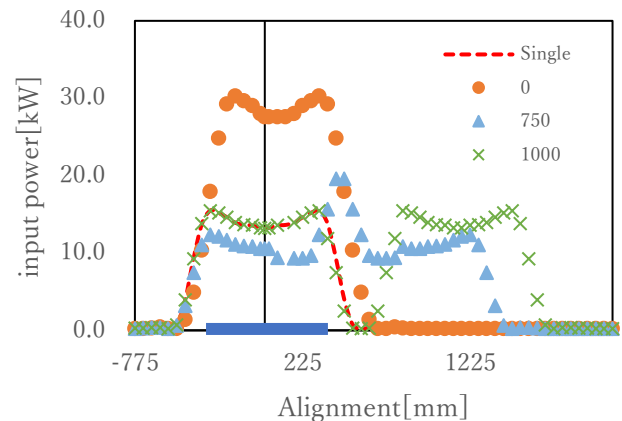


図 13 DC 部接続のシステムにおける最大入力電力

Fig.13. Maximum input power in a DC part connection system

〈4・4〉 最適な受電コイル間隔 以上の議論より最適な受電コイル間隔を検討する。受電電力量に関しては図 11 より受電コイル間隔が 0 mm の部分と 800 mm 以上の部分ではコイルの数だけ受電できていることがわかる。それ以外の部分の電力量低下は相互インダクタンスの変化によるものであるため、今後の技術発展により最適負荷追従制御が精度よく Double-LCC 回路についても行うことができれば、問題ではなくなることも考えられる⁽⁶⁾。

入力電力に関しては図 12 に示すように受電コイル間距離によって大きく振る舞いが異なる。受電コイル間距離が近い場合には、最大の入力電力が大きく入力範囲が狭くなっている。これでは送電回路の定格が厳しくなり序論で議論した今回の研究のコンセプトからは外れてしまう。よって、受電コイル間隔として求められる条件は第 4 章の議論においては 800 mm 以上であると言える。

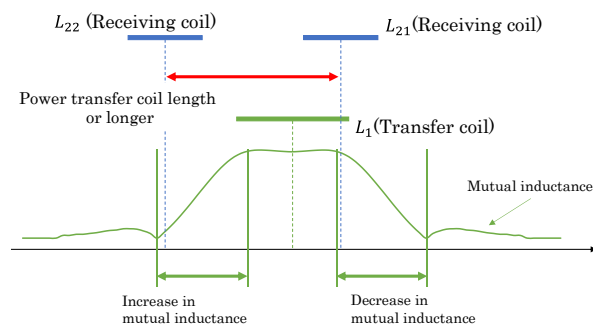


図 14 受電コイル間距離の一般化

Fig.14. Generalization of distance between receiving coil

一般にスパイラルコイルの相互インダクタンスの絶対値は図 14 で表されるような振る舞いをする。ここで、全体の相互インダクタンス M_{total} が位置ずれに対して一定となるように受電コイルを配置すればよい。このためには、ある受電コイルの移動による相互インダクタンスの減少をその 1 つ後方の受電コイルの移動によって打ち消せるようにすればよい。こうなるような受電コイル間距離は、受電コイルがそれぞれ同一の諸元の物であれば受電コイルの中心から中心までの距離がおおよそ送電コイルの長さと同程度である。今回の実験で用いた受電コイル 1 つの長さは 250 mm であるので、先ほど求めた受電コイルの最適な端から端の距離の 800 mm と合わせると送電コイル長の 1000 mm とおおよそ一致する。

5. 結言

本研究では複数の受電コイルを搭載するシステムとして DC 部接続のシステムと直列受電コイルのシステムについて検討した。結果として、直列受電コイルのシステムは受電コイル間のクロスカップリングを共振回路で補償することができることを示した。また、2 つのシステムは当初の推測

通り受電電力量がコイルの数だけ大きくなることがわかった。しかし、これらのシステムでは受電コイル間が近ければ入力電力も受電コイルを 1 つとした時の 15 kW より大きくなってしまう。これは、受電コイル間距離が十分長いときに比べて受電できる範囲が短くなりその分入力電力を増やすことで受電電力量を確保していることになる。そこで複数の受電コイルを用意した時にその距離を離せば、入力電力を大きくすることなくコイル数分の電力量を受け取れることを示した。一般に WPT においてはメインの結合以外のコイルは距離を離すことで特性の改善が図れることが知られているが、本研究の結果では受電コイルの中心から中心の距離を送電コイル長以上取ればよいという基準が明らかになった。これは車体の受電コイル配置の設計の指針となるだけではなく、車体の条件を加味した送電コイルの設計にも役立てることができる。

今回の検討では紹介した 2 つのシステムに関してのみに留まったが、考えうる他の接続方式に関しても検証を深める必要がある。また、複数の送電コイルを考慮した検討も必要である。

文 献

- (1) A. U. Ibrahim, W. Zhong and M. D. Xu, "A 50-kW Three-Channel Wireless Power Transfer System With Low Stray Magnetic Field," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 36, no. 9, pp. 9941-9954, Sept., 2021.
- (2) K. Sasaki, T. Imura, Y. Hori, Y. Yamada, "Design Method of Coils for Dynamic Wireless Power Transfer Considering Average Transmission Power and Installation Rate," 2021 IEEE 4th Southern Power Electronics Conference (SPEC), 2021.
- (3) K. Sasaki and T. Imura, "Combination of Sensorless Energized Section Switching System and Double-LCC for DWPT," 2020 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW), nov.2020.
- (4) "SAE International, "Wireless Power Transfer for Light-Duty Plug-in/Electric Vehicles and Alignment Methodology J2954," Issued 2016-05, Revised 2020-10".
- (5) 居村 岳広, "磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送におけるクロスカップリングキャンセリング法の提案," 電気学会論文誌 D Vol.134 No.5 p.564-574, 2014.
- (6) 大. 小林, 岳. 居村, 洋. 堀, 走行中ワイヤレス給電システムにおけるリアルタイム最大効率制御, 電気学会論文誌 D (産業応用部門誌) 136 巻 6 号 p. 425-432, 2016.