

鉄道用電磁誘導式非接触給電装置の等価回路モデルと コア形状・位置ずれによる特性変化

松岡 秀樹* 古関 隆章 (東京大学)

An equivalent circuit model of an inductive-coupling-type contactless power transformer for railway and a characteristic change by core shapes and misalignment

Hideki Matsuoka*, Takafumi Koseki, (The University of Tokyo)

The contactless power transfer system (CPT system) is the solid solution for the high cost of installing and maintenance on electric railways. However, the CPT system for the railway application needs to have the high capacity and the tolerance to misalignment of coils. In this paper, the authors measure characteristic of several shapes of cores by misalignment. In addition, transmitted power and efficiency are calculated by equivalent circuit.

キーワード：非接触給電 位置ずれ コア形状 伝送効率 共振 電磁誘導

(contactless power transformer, misalignment, core shape, transmitting efficiency, resonant, electromagnetic induction)

1. 背景と目的

〈2・1〉 非接触給電技術導入の必要性 近年、環境問題に関する意識の高まりから、電気鉄道はグリーンで省エネルギーな輸送機関としてより一層の注目を集めている。電気鉄道は自家用自動車やバスに比べて温室効果ガスの排出が少なく、電気鉄道を普及させることによって環境問題の解決に寄与することができると考えられる。その一方で、非電化路線全線を電化するには大きなコストがかかるうえ、都市部に LRT 路線等を敷設する場合には架線が景観を損ねるなどの問題がある⁽¹⁾。

これを解決するのが、車上蓄電装置を搭載した車輛に非接触で電力を供給する方式である。今回は駅や停留所等の停車地点の軌条間に送電装置を設置し、車輛がその上に停車した際に電力を伝送する方式を想定している。伝送された電力は車上蓄電装置に充電され、車輛は次の停車地点までこの電力を使用して走行する。これにより全線に架線を設置するコストとその維持費を削減することができる。すなわち、電気鉄道の導入が容易になると考えられる。

〈2・1〉 非接触給電装置への要求 以上のようなシステムでの使用を想定した場合、非接触給電装置には(i)位置ずれ耐性、(ii)大容量という2点が要求される。(i)は停車目標に対する停車位置のずれが数10cm程度までは避けられないため、(ii)は限られた停車時間で走行に必要な電力を伝達することを想定しているためである。具体的には1基あたり100kW程度の容量が必要である。

本研究では電磁誘導式非接触給電装置を使用することとし、以上の2つの要求を満たす装置形状と回路方式を決定することを目的とする。

2. 非接触給電装置のモデリングと検証

〈2・1〉 非接触給電装置の等価回路 非接触給電システム装置の等価回路を示すと、図1のようになる。ただし、破線で囲まれた部分が非接触給電装置の等価回路に相当し、1次側・2次側共振コンデンサ $C_c \cdot C_s$ はともに直列の場合を1例として示している。入力は鉄道用直流電源を DC/AC 変換したものを交流電圧源で表現し、負荷となる AC/DC コンバータと蓄電装置を抵抗 R_L で表現している。

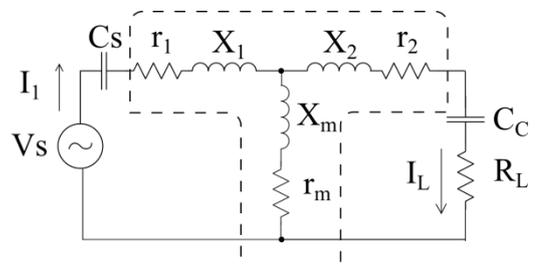


図1 非接触給電システム等価回路

Fig. 1. The equivalent circuit of contactless transfer system

r_1, r_2 はそれぞれ1次側、2次側の巻線抵抗、 r_m は鉄損を示

す抵抗、 l_1 、 l_2 は1次側、2次側漏れインダクタンス、 l_m は励磁インダクタンスを表している。一般に結合が大きいときは、漏れ磁束が小さいので漏れインダクタンス l_1, l_2 も小さく、励磁インダクタンス l_m は大きい。したがって励磁電流 I_m が小さくなることから、鉄損を示す r_m における損失が小さく、高効率な電力伝送ができる。また、 r_1 、 r_2 、 r_m が $X_1 = \omega l_1$ 、 $X_2 = \omega l_2$ 、 $X_m = \omega l_m$ より十分小さい場合には、 r_1 、 r_2 、 r_m を省略した簡易等価回路を用いることができる。

(2・2) 開放試験による回路定数の計算方法

図 1 における回路定数を測定する方法について説明する。 r_1 、 l_1 、 r_m を測定するには、1次側に電源を接続し、2次側端子を開放する開放試験を行なえばよい。いま、1次側には電圧源が接続されているとすると、等価回路は図のようになる。このとき、1次側電圧 V_1 、1次側電流 I_1 、2次側電圧 V_2 を用いて、励磁リアクタンスと1次漏れリアクタンスは式(1)、(2)のように表すことができる。

$$X_m = \frac{V_2}{I_1} \dots\dots\dots (1)$$

$$X_1 = \frac{V_1 - V_2}{I_1} \dots\dots\dots (2)$$

非接触給電装置は1次側と2次側で同一の形状を想定しているので、2次漏れインダクタンスは1次漏れインダクタンスと等しいと考えられる。

(2・3) 実験値と解析値の整合性の検証

位置ずれ時における実験値と解析値の比較を行なう。実験値としては、共同研究を行なっている北澤ら⁽³⁾の装置の値を利用した。本装置の形状を図2に示す。本装置はJFE製のコアである ferrite EERX-100K を利用したものである。

電磁界解析においては、同様の装置形状を作成し実験時と同様に1546Hzで周波数応答解析を行なった。解析時は1次側に電圧源を接続し、2次側を開放した開放試験を行ない、式(1)、(2)によって励磁インダクタンス、1次漏れインダクタンスを求めた。

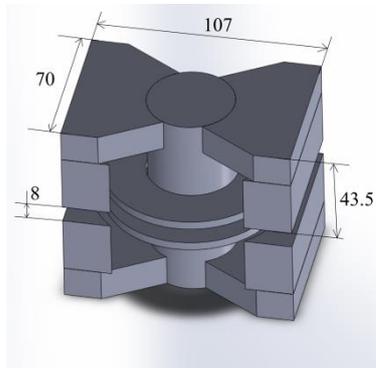


図2 非接触給電装置
Fig. 2. The form of a contactless power transformer

位置ずれ0~40mmの範囲で比較したところ、インダクタンス l_1 、励磁インダクタンス l_m 、結合係数 k ともに実験値と解析値で概ね一致した傾向を示した。特に結合係数 k における解析値と実験値の差は最大でも15%以内であった。

3 既存のコア形状による回路定数の比較

複数の異なるコア形状において電磁界解析を行ない、コア形状による特性を把握する。特に位置ずれ時において各コアがどのような特性を示すのかを明らかにする。北澤らによる先行研究⁽³⁾では装置の位置ずれに着目しているものの、既製のコアを利用して回路制御によって定電力伝送を達成しようとするものである。また、山本ら⁽²⁾も大容量非接触給電装置の設計法について発表しているが、円形コアを用いた際の周波数や共振コンデンサの容量決定が中心である。このように、先行研究では回路に関する検討が中心であり、コア形状に着目したものは少ない。

しかしながら、非接触給電装置においてコア形状は漏れインダクタンス・励磁インダクタンスといった特性や伝送効率に影響を与える要素であると考えられる。特に、位置ずれが生じた際にはコア形状によって回路定数や伝送効率に異なる特性がみられると予想される。そこで、複数の異なるコア形状について、その特性を考察する。特に、どのようなコア形状が強い位置ずれ耐性を持つのか明らかにする。

(5・1) 検討するコア形状

まず、H形コア、正方形コア、円形コアの3種類のコア形状を持った装置において比較を行なった。なお、以下のような拘束条件を設定して全装置のモデルを作成している。

- ・条件1 装置の水平方向の寸法は800mm×800mm以内とする
- ・条件2 コアの体積 V は $5 \times 10^7 \text{ mm}^3$ とする
- ・条件3 巻線は $\phi 5\text{mm}$ とし、巻数は100ターンとする
- ・条件4 コア間のギャップ長は全て100mmとする。

(5・2) 電磁界解析結果

以上のような3種類のコア形状について電磁界解析を行なった。また、動作周波数は1kHzとした。1kHzでは、先に行なった検証により、解析結果と実機を用いた実験結果はよく一致すると推察されるためである。解析結果から計算した1次漏れインダクタンス l_1 、励磁インダクタンス l_m 、結合係数 k を、それぞれ図3~5に示す。

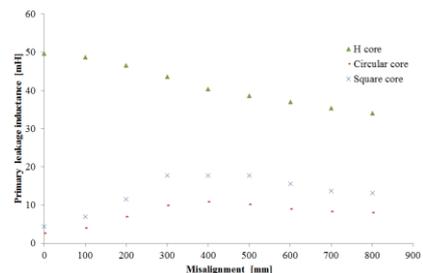


図3 1次漏れインダクタンス
Fig. 3. Primary leakage inductance

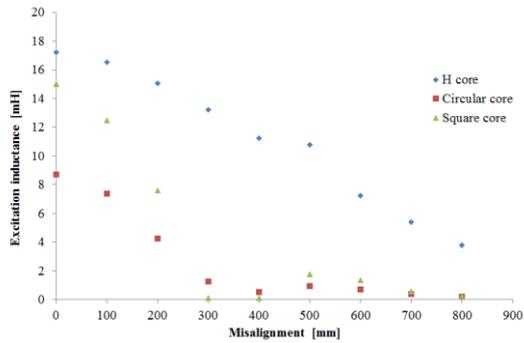


図4 励磁インダクタンス
Fig. 4. Excitation inductance

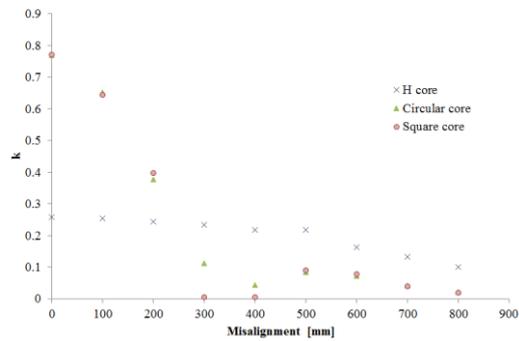


図5 結合係数
Fig. 5. Coupling coefficient

(1) 漏れインダクタンス まず図に示された漏れインダクタンスの位置ずれ特性を見ると、H形コア装置と円形コア・正方形コア装置で大きく異なった特性となっていることがわかる。位置ずれ0mm時の漏れインダクタンスは、H形コアでは正方形コアの約10倍の値である。H形コアでは位置ずれ0mm時には50mHという比較的大きい値となっており、位置ずれが増加するに従って漏れインダクタンスが減少している。円形コア装置と正方形コア装置では、ほぼ一致した特性となっている。漏れインダクタンスは位置ずれ0mm時に最小値をとっており、正方形コアでは位置ずれ500mm、円形コアでは位置ずれ400mmの点で最大値をとっている。ただし、解析の精度を考慮すると、正方形コア装置については位置ずれ300mm~500mmにおいて、ほぼ一定の漏れインダクタンス値となっていると言える。

(2) 励磁インダクタンス 次に、図に示された励磁インダクタンスの位置ずれ特性を見ると、H形コアでは単調減少な特性となっている。位置ずれ500mm時を除いて、ほぼ位置ずれに対して線形な特性となっている。位置ずれ500mmの点が外れ値となっているのは、位置ずれ400mm~500mmの範囲が、H字の横棒部分が重ならなくなる境界にあたるためであると考えられる。正方形コアでは、位置ずれ300~400mmの範囲に極小値が存在し、励磁インダクタンスがほぼ0に近い値となっている。円形コアでも同様に位置ずれ400mmで極小値となっている。位置ずれ0mm

時では、円形コア装置の励磁インダクタンスは正方形コア装置の値の約1.7倍となっており、この点ではH形コア装置に近い値となっている。

(3) 励磁インダクタンス 図を見ると、結合係数についてもH形コアと円形・正方形コアで異なる特性となっている。H形コアでは結合係数kは位置ずれ0~500mmの範囲ではほぼ一定である。その後、減少している。円形コア装置と正方形コア装置の結合係数kは、位置ずれ0~300mm、500~800mmの範囲ではほぼ一致している。しかし、位置ずれ300,400mm時では、正方形コア装置のみ結合係数kがほぼ0となっており、円形コア装置の方が結合は良好である。

〈5・3〉 位置ずれ300~400mm付近における円形コア・正方形コア装置の回路定数に関する考察 図4、5を見るとわかるように、円形コア・正方形コア装置において、位置ずれ300mm~400mm付近で励磁インダクタンスと結合係数が小さくなっている。本節ではこの原因について述べる。

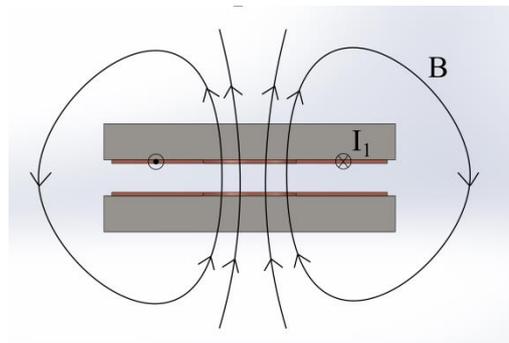


図6 位置ずれ0mm時の磁束密度
Fig. 5. The outline of Magnetic flux density under 0mm misalignment

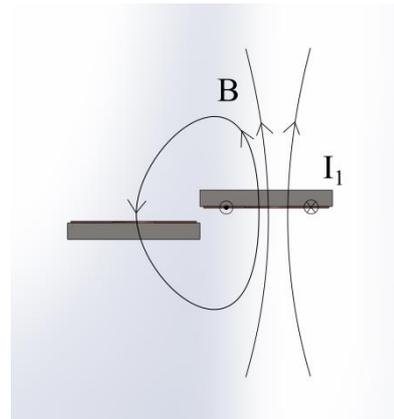


図7 位置ずれ800mm時の磁束密度
Fig. 7. The outline of Magnetic flux density under 0mm misalignment

励磁インダクタンスの低下は、非接触給電装置としての性能悪化を意味する。結合係数kについても1に近いほど効率がよく、0に近いほど効率が悪いことから、位置ずれ300mm~400mmでは効率が悪化していると言える。この

効率がする位置ずれである 400mm に着目すると、装置のレール平行方向の寸法の半分の長さになっている。つまり、円形コア装置ではコアの最大半径、正方形コア装置ではコア全長の半分の長さになっている。このことから、先行研究⁽⁴⁾によれば、効率低下の原因は以下のように説明できる。図 5,6 はそれぞれ位置ずれ 0mm 時と位置ずれ 800mm 時の装置と磁束の流れを示した図である。下側の装置を 1 次側、上側の装置を 2 次側とする。位置ずれ 0mm 時の磁束は 1 次側コイルで励起され、2 次側のコイルを図の下から上に向かって貫いている。位置ずれ 800mm 時では、1 次側コイルで励起された磁束は下から上向きであるものの、2 次側装置が大きく位置ずれしているために、2 次側コイルを図の上から下に通過している。つまり、位置ずれ 0mm 時と位置ずれ 800mm 時では 2 次側コイルを通過する磁束の向きが逆転しているのである。このことから、位置ずれ 0mm~800mm の間で、2 次側コイルを通過する磁束が 0 になる点が存在すると考えられる。これがちょうど位置ずれ 300mm~400mm の範囲に存在し、装置の効率が低下していると考えられることができる。実際に、円形コア装置における位置ずれ時の 1 次側・2 次側のコイルと鎖交する磁束密度を解析したところ、2 次側コイルと鎖交する磁束密度が極小になるのは、コア外径と位置ずれが一致する 400mm の点ではなく、それより小さい 300mm の点となっている。先行研究⁽⁴⁾では、円形コア装置では位置ずれ許容量の 4 倍程度の直径が必要となると述べられているが、大容量の電力伝送を行なう際にはそれ以上のコア直径が必要となる可能性がある。

4. 等価回路による伝送効率の計算

前章では、複数のコア形状を持つ装置のモデルを作成し、電磁界解析によって位置ずれ時の特性を得た。本章では、電磁界解析によって得た定数を等価回路モデルにあてはめ、回路計算によって伝送効率を求める。

非接触給電システムの等価回路は図 1 のようになる。また、伝送効率の計算時には、等価回路の鉄損を示す抵抗 r_m と 1 次、2 次側巻線損失を示す抵抗 r_1, r_2 を含めている。 r_1, r_2 は巻線の長さと同断面積から計算しているが、近接効果や表皮効果の影響は反映していない。励磁損失は電磁界解析時の鉄損から計算している。

〈4・1〉 S/S 方式 図 1 に示した、1 次側・2 次側補償コンデンサがともに直列に接続される S/S 方式の回路によって伝送効率を計算する。これは先行研究⁽⁵⁾を参考にしたものである。1 次側の直列コンデンサ C_s 、2 次側の直列コンデンサ C_c は電源力率を 1 にするために挿入されている。これらの 2 つのコンデンサの値を式(3)、(4)のように決めることによって、電源力率を 1 にすることができる。

$$C_c = \frac{1}{\omega^2(l_1 + l_m)} \dots\dots\dots(3)$$

$$C_s = \frac{1}{\omega^2(l_m + l_2)} \dots\dots\dots(4)$$

実際には位置ずれによって各回路定数が変動することから、共振に必要なコンデンサ C_c 、 C_s の値も変動するが、1 次側直列コンデンサ C_c の値は位置ずれによらず、位置ずれ 0mm 時の値で一定で、2 次側直列コンデンサ C_s のみ可変であるとする。入力交流電圧源は周波数 1000Hz で、実効値 1000V としている。負荷は抵抗としており、負荷抵抗 R_L の値は位置ずれ 0mm 時に 100kW の電力が伝送される値に設定した。コア形状により回路定数が異なるため、この負荷抵抗値もコア形状によって異なっている。計算から、円形コア装置では 300Ω、正方形コア装置では 450Ω、H 形コア装置では 1190Ω となっている。以上のような条件で伝送電力と伝送効率をプロットすると、H 形装置では図 8、円形コア装置では図 9、正方形コア装置では図 10 のようになった。ただし、伝送電力 W_{in} と伝送効率 η は以下の式で計算している。sin

$$W_{in} = \text{real}(V_s I_1) \dots\dots\dots(5)$$

$$\eta = \frac{\text{real}(R_L I_L^2)}{W_{in}} \dots\dots\dots(6)$$

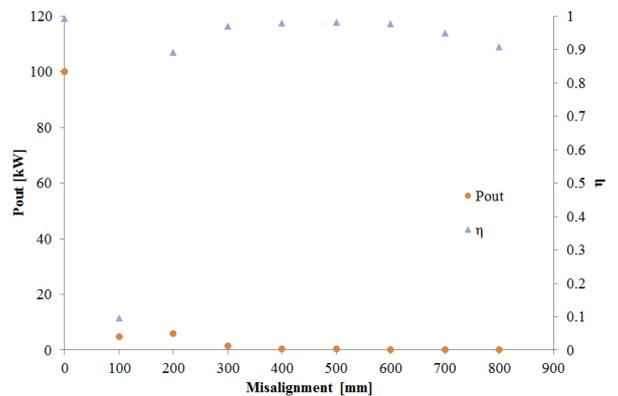


図 8 H 形コア装置の伝送電力と効率
Fig. 8. Transmitted power and efficiency of H core

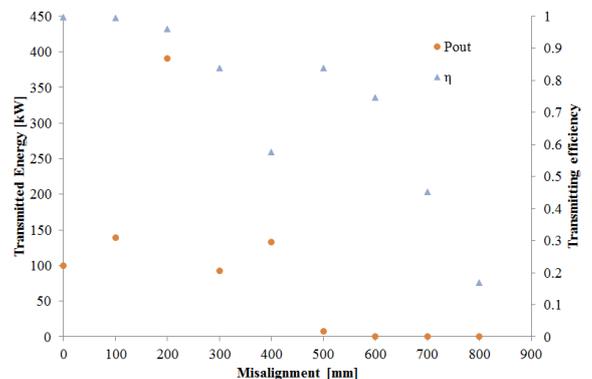


図 9 円形コア装置の伝送電力と効率

Fig. 9. Transmitted power and efficiency of H core

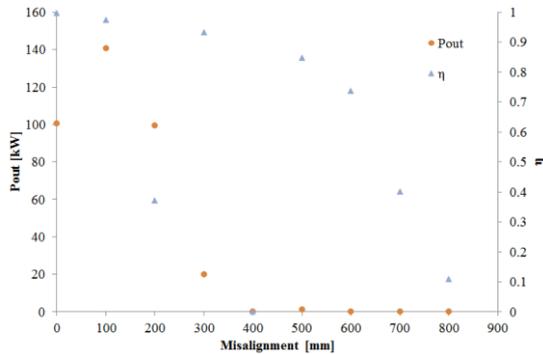


図 10 正方形コア装置の伝送電力と効率

Fig. 10. Transmitted power and efficiency of square core

図 8 の H 形コア装置を見ると、位置ずれが生じると受電電力が大きく低下しているのがわかる。そこで無効電力に注目すると、位置ずれ 0mm 時には 27.02W であったものが、位置ずれ 100mm 時には 7245W と大きく増加していた。すなわち、H 形コア装置の位置ずれ時において伝送電力が大きく低下するのは、1 次側コンデンサの値が固定されており、共振が維持できないことから、無効電力が増加することが原因であると考えられる。

図 9、図 10 の円形コア装置、正方形コア装置を見ると、概して似た特性を示している。特に円形コア装置では位置ずれ 200mm 時に受電電力が極大となっており、407kW にまで達している。一方、正方形コア装置では位置ずれ 100mm 時で受電電力が極大になっているが、その値は 141kW であった。その後位置ずれが増加すると、円形コア装置では位置ずれ 500mm 付近から、正方形コア装置では位置ずれ 400mm 付近から受電電力が極端に小さくなっている。これは電磁界解析によって各コア形状の結合係数の位置ずれ特性を考察したように、装置の位置ずれ方向全長の約半分の位置ずれ時に、結合が大きく低下するからである。位置ずれ 400mm 時の円形コアに注目すると、効率が 0.57、受電電力が 132kW となっており、目標とする 100kW の電力伝送を達成している。電磁界解析によって求めた位置ずれ 400mm 時の結合係数 k は 0.04 という極めて小さい値であり、回路計算時の無効電力は 1980kW と過大になっている。

以上から、負荷に PWM 整流回路を用いた P/P 方式の非接触給電システムにおいては、位置ずれ時に受電電力が大きく減少してしまうことから、H 形コア装置の導入は適切でないと考えられる。また、円形コア装置、正方形コア装置においては、本回路・制御方式では位置ずれ時に受信電力が過大になる場合があるので注意が必要である。今回の条件下では、正方形コアを使用し、位置ずれを 200mm 程度に抑えて使用するのが最も望ましいと考えられる。

〈4・2〉 S/P 方式 次に、前項と同様に回路計

算によって S/P 方式を採用した場合の特性について考察する。回路図は図 11 のようになる。1 次側直列コンデンサ C_1 、2 次側並列コンデンサ C_2 の値は、電源力率を 1 にするように、それぞれ式(7),(8)のように計算する。

$$C_c = \frac{1}{\omega^2} \left(l_1 + \frac{l_2 l_m}{l_2 + l_m} \right) \dots\dots\dots (7)$$

$$C_s = \frac{1}{\omega^2 (l_m + l_2)} \dots\dots\dots (8)$$

前項と同様、1 次側のコンデンサは一定値であり、2 次側のコンデンサは、負荷のインバータが等価的なフェーザを出力することを想定している。したがって、 C_1 ののは位置ずれ 0mm 時の値で固定であり、 C_2 の計算時では対応する位置ずれ時の値を使用している。また、負荷抵抗の値は位置ずれ 0mm 時の受信電力が計算か 100kW となる値としている。その値は計算から、円形コア装置では 16Ω 、正方形コア装置では 16Ω 、H 形コア装置では 149Ω と求まった。

このような条件下で行なった回路計算を行なったところ、H 形コア装置、円形コア装置、正方形コア装置の受信電力と伝送電力の位置ずれ特性として、図 12~15 を得た。図 12 の H 形コアの特性を見ると、100kW の電力伝送が行えているのは位置ずれ 0mm 時のみで、位置ずれ 100mm 以上の領域では伝送電力が大きく低下している。これは S/S 方式のときとほぼ同じ特性であると言える。図 13 の円形コア装置、正方形コア装置の特性を見ると、伝送電力は S/S 方式のときのように過大になることはなく、位置ずれに対して単調に減少している。また、位置ずれ 0mm 時の各装置の補償コンデンサの値を S/S 方式の値と比較すると、 C_2 は式(5)、(7)から等しくなるが、 C_1 は S/S 方式の方が小さくなっている。

以上より、伝送電力の位置ずれ特性の観点、補償コンデンサの容量の観点から、2 次側補償コンデンサの値をインバータで制御可能である場合には S/S 方式の方が望ましいと考えられる。

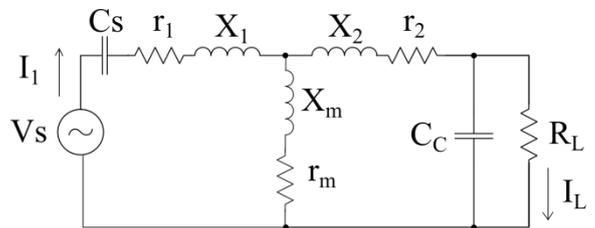


図 11 非接触給電装置等価回路(S/P 方式)

Fig. 5. An equivalent circuit of contactless power transformer (S/P system)

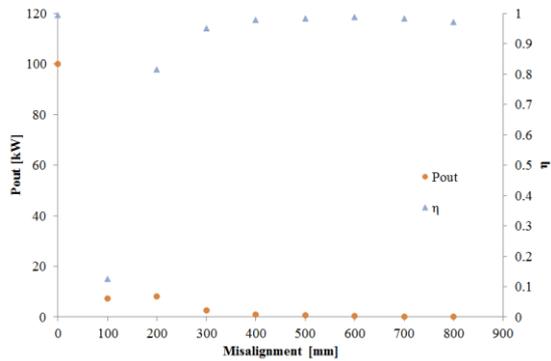


図 12 H 形コア装置の伝送電力と効率

Fig. 8. Transmitted power and efficiency of H core

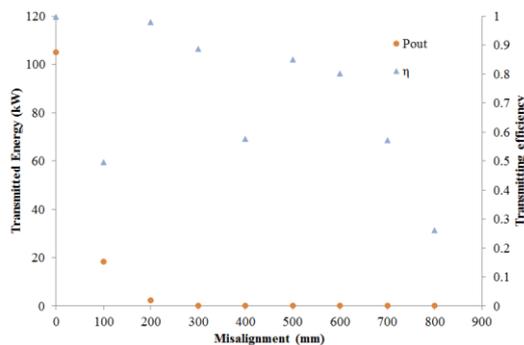


図 13 円形コア装置の伝送電力と効率

Fig. 13. Transmitted power and efficiency of H core

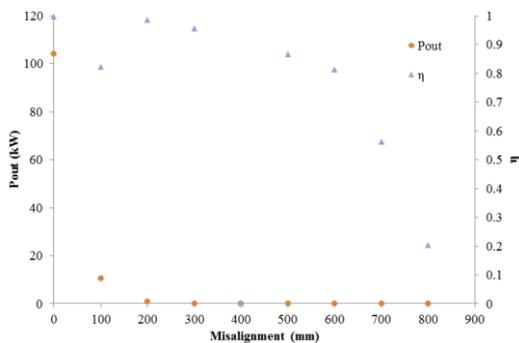


図 14 正方形コア装置の伝送電力と効率

Fig. 14. Transmitted power and efficiency of square core

5. 結論

本論文では、まず鉄道用非接触給電装置に必要なとされる条件について明らかにし、100kW 程度の大容量かつ位置ずれ耐性を持った装置の必要性について述べた。その上で複数のコア形状の電磁誘導式非接触給電装置の 3 次元モデルを作成し、電磁界解析を行なった。

H 形コア・円形コア・正方形コアの 3 つのコア形状の装置について解析を行ない、位置ずれ特性について考察した。H 形コアでは各装置の位置ずれ特性について考察した。ここでは、H 形コアの結合係数が 0.25 程度の低い値で一定であるのに対し、円形コア・正方形コアでは位置ずれ 400mm

付近で極小値をもつ特性を得た。円形コア・正方形コアにおけるこの特性の要因について鎖交磁束の観点から考察し、円形コアと多角形コアの装置では、装置の全長の約半分の位置ずれ時に鎖交磁束が 0 に近くなることを示した。さらに、鎖交磁束が 0 に近くなる点が必ずしも全長の半分の位置ずれ時とは限らず、それより位置ずれが小さい場合においても結合係数が大きく低下する可能性があることを明らかにした。

これらの電磁界解析で求めた位置ずれ時の各装置の回路定数をもとに、実際の装置の伝送効率を回路計算によって求めた。先行研究において採用されていた S/S 方式と、結合係数が比較的低い場合に有利であると言われる S/P 方式の 2 つの回路方式によって計算を行なった。いずれの方式においても、H 形コア装置の補償コンデンサの値は円形コア装置・正方形コア装置の値より小さくなっている。S/S 方式では円形コア装置・正方形コア装置において位置ずれ 300mm 程度まで 100kW の電力が伝送できていることを示した。このことから 2 次側負荷にインバータ整流回路を使用し、2 次側の補償コンデンサのみ可変である場合には、S/S 方式の回路を採用するのが望ましいと考えられる。

6 今後の課題

本論文ではコア形状に着目して結合係数や伝送効率などの位置ずれ特性を考察した。これらの解析を行なう際、外部は全て空気であると仮定したが、実際には地上側装置の両側に鉄の棒であるレールが存在する。このレールによる漏れ磁束の影響を考慮した解析を行ないたいと考えている。

また、等価回路によって伝送電力・効率を計算する際には、入力電圧と負荷抵抗を一定として計算を行なった。実際には入力電圧や負荷の変化に対応する制御も必要になることから、より高機能な回路計算法を導出し、伝送効率の算定をより汎用性のある形で行なう方法を考察していきたい。

文 献

- (1) 柏木均・柏木隆行・坂本康明・笹川卓：「非接触給電システムの技術開発動向」, 鉄道総研報告, Vol.24, No.1 pp.45~48 (2010)
- (2) 山本浩平・丸山貴嗣・近藤圭一郎・柏木隆行：「大容量非接触給電トランスの無効電力を考慮した設計法」, 電気学会論文誌 D, vol.133, No.5, pp.378-385 (2012)
- (3) 北澤智志・近藤圭一郎・柏木隆行：「非接触給電システムの電力変換回路におけるコイル位置ずれ時の定電力伝送制御法とその特性」, 電気学会論文誌 D, Vol.133, No.5 pp.518-525 (2012)
- (4) 阿部茂：「非接触給電とパワーエレクトロニクス技術」, 島田理化技報, No.21, p.2-8 (2011)