

2017（平成 29）年度 修士学位論文

非接触給電を用いた磁気浮上機構の開発

Magnetic Levitation System Using Wireless Power Transfer

2018 年 3 月 9 日

高知工科大学大学院 工学研究科基盤工学専攻

知能機械システム工学コース

1205044 田中 雅子

指導教員 岡 宏一 教授 原田 明德 講師

目次

1	緒言	1
1.1	背景	1
1.2	磁気浮上機構とは	1
1.3	非接触給電とは	1
1.3.1	電磁誘導方式	2
1.3.2	電磁界共振方式-磁界共振方式-	2
1.3.3	電磁波方式	4
1.2	本研究の概要	5
2	磁気浮上機構の概要	6
2.1	磁気浮上機構のモデル	6
2.2	浮上の原理	6
2.2.1	永久磁石間の磁力線	6
2.2.2	ローレンツ力	8
2.2.3	磁場とローレンツ力の関係	8
2.3	浮上位置制御	10
3	実験装置の構造	12
3.1	磁気浮上検証で用いた構成部品	12
3.1.1	永久磁石	12
3.1.2	電磁石	14
3.1.3	浮上コイル	16
3.1.4	透過型レーザセンサ	16
3.2	非接触給電で用いた構成部品	17
4	電力伝送	20
4.1	理論式に基づく回路設計	21
4.2	回路試作	22
4.3	実験	23
4.4	実験結果	23
4.5	共振周波数の同調	24
4.6	実験に基づいた回路試作	25
4.7	まとめ	26
5	磁気浮上機構の浮上	27
5.1	浮上に必要なローレンツ力	27
5.2	浮上に必要な電流	27
5.3	浮上の検証	28
5.4	まとめ	29
6	まとめ	31
7	交流磁気浮上	32
7.1	T型等価回路	33
7.2	回路方程式	34

7.3	浮上原理-周波数と磁力の方向の関係-	35
7.4	解析モデル	39
7.5	解析結果	40
7.6	実験	46
7.7	実験結果	48
7.8	コイル間で働くローレンツ力の算出	54
7.10	コイルの移動量の算出	56
7.11	浮上原理-伝送距離と磁力の大きさの関係-	58
7.12	実験と結果	60
7.13	浮上の検討	61
7.14	まとめ	61
8	結言	63
8.1	まとめ	63
8.2	今後の課題	63
	参考文献	64
	謝辞	65

1 緒言

1.1 背景

磁気浮上システムは非接触で物体を支持できる機構であり、機械的な接触がないため、摩擦、潤滑、塵埃等の問題を解決できる可能性がある。このために、磁気浮上搬送装置や磁気浮上列車、真空中やクリーンルーム等の特殊環境でよく利用されている。

非接触給電は、防水性を重視する環境下において、端末の露出を減らせることや、決まった配置や設定で充電をする必要がないこと、電源コネクタを抜き引きする必要がないことから、塵埃による接触不良、漏電を防ぐ目的で、電動歯ブラシやコードレス電話機等の製品にすでに利用されている [1]。

1.2 磁気浮上機構とは

磁気浮上機構は、磁石の反発力や吸引力を利用した機構で、電磁石による浮上力を用いた機構がほとんどである。電磁石を用いる場合、流れる電流値によって、磁力の強弱を生み出すことが容易であり、力の調整が簡単だからである。しかし、常に電流を外部から供給する必要があるため、塵埃等の発生を低減させる点を考慮すると、クリーンルーム等での使用は望ましくない [1]。

1.3 非接触給電とは

一般的に電気機器を使用する際は、外部から電力を供給する必要がある [2]。

非接触給電は電源ケーブルを使わずに離れた距離から機器に非接触で電力を供給できる電力供給方法である。電力伝送や充電する際に、電源ケーブルが不必要なため、断線の恐れや水、塵埃等から防ぐことが可能であり、様々なものに実用化・製品化されている。非接触給電による電力供給方法は、電磁誘導方式、電磁界共振方式、電磁波方式等があり、盛んに研究されている。また、それぞれの方式に対して、Table 1 のような特徴がある。なお、本論文では、磁界共振方式を用いる。

Table 1 非接触給電の給電方式とその特徴 [2]

	電磁誘導方式	磁界共鳴方式	マイクロ波放電（電磁波）方式	
用途	携帯型電子機器・電気自動車・産業機器		センサ 携帯電話	宇宙太陽発電衛星
利用周波数	数十 kHz～ 100kHz	100MHz 前後	2.4GHz, 5.8GHz	
伝送距離	数 mm～ 10cm 程度	1m～2m 程度 (理論上では数百 m まで可能)	数メートル	数万キロ
送信電力	数 W～50kW	数 mW～数 kW	mW	GW
伝送効率	高い	低い	低い	高い
メリット	高効率の電力を安定し 伝送可能	数メートルの距離 で伝送可能	一度に多数の機 器に送電可能	大電力を長距離輸送 可能
デメリット	伝送距離が短い コイルの位置(向き)が ずれると効率が低下	コイルの距離が変 化すると効率が低 下する	伝送効率が悪い	システムの規模が大 きい

1.3.1 電磁誘導方式

携帯や電動歯ブラシ等，小型機器の充電に使われている方式は主に電磁誘導方式である．電磁誘導方式の原理は，ファラデーの法則の「コイルを貫く磁束に変化を与えることによって起電力が生じる」に基づく．2つのコイルを十分に近づけ，送電側コイルに交流電流を流すことで，近距離において高効率の送電が可能である．しかし，伝送距離の短さや位置ずれによる伝送効率の低下等の問題があり，専用の充電器に置く前提での利用となるデメリットがある．

1.3.2 電磁界共振方式-磁界共振方式-

電磁界共振方式には，磁界と，電界による結合がある．

電磁誘導方式より，長い距離でも送電が可能な非接触給電方式として，磁界共振方式があげられる．磁界共振方式では，2つのコイルを「共振器」として扱う．同じ周波数で振動する2つのコイルを近づけて置き，送電側を振動させると受電側も振動する方式である．よく知られているのが，音叉の共鳴現象である．Fig. 1 に示すように同じ周波数の音叉を近くに置き，一方を鳴らすと，音波による空気の振動がもう一方の音叉にも伝わり振動し始める．

磁界共振方式は，Fig. 2 が示すように送電側のコイルに電流を流すことによって発生した磁場の振動が，同じ周波数で共振する受電側の共振回路に伝わり，電流が流れる．

アメリカのマサチューセッツ工科大学(MIT)が2006年に理論を発表し，2007年に伝送効率が2mの場合40%，1mの場合90%の伝送効率が得たと発表している．伝送距離が数mmから

10cm 程度の電磁誘導方式に比べると、長距離でも伝送できることが大きな特徴である。
また、電界結合方式と、磁気共鳴方式を比較した結果を Table 2 に示す。

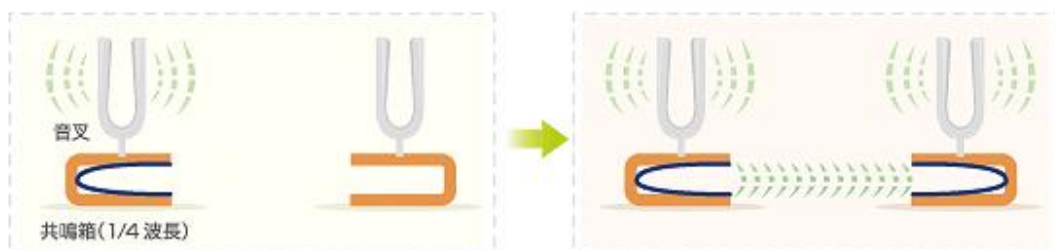


Fig. 1 音叉の共鳴現象 [2]

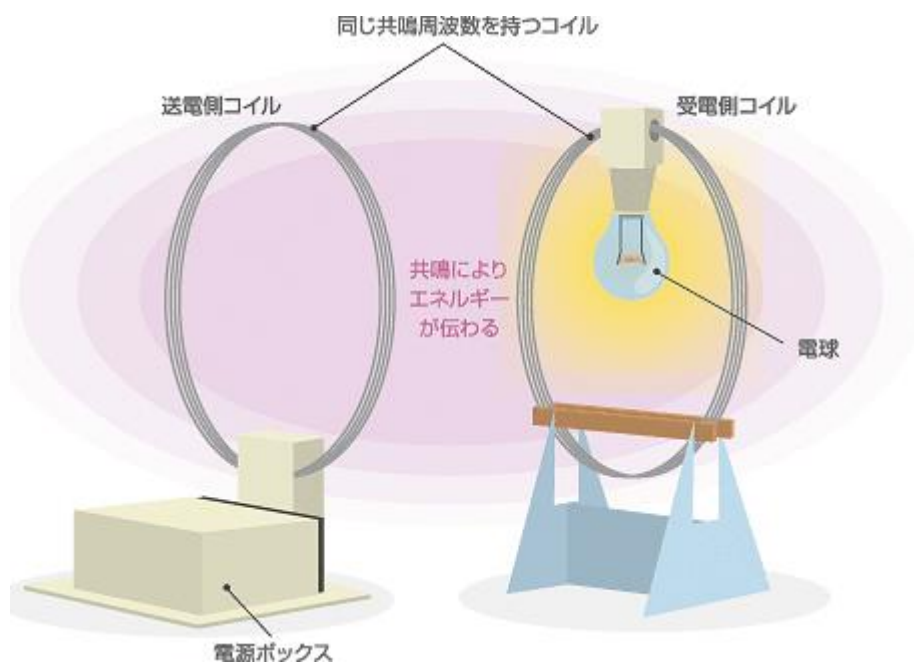


Fig. 2 磁界共振方式 [2]

Table 2 磁界結合方式と電界結合方式の比較 [3]

	磁界共鳴方式-磁気共鳴方式-	電界結合方式
重さ	フェライト，リッツ線を用いるため，重い	アルミや鉄製電極と小型オイルを使用するだけなので軽量
価格	フェライトやリッツ線は高価	低コスト
伝送効率	距離により変化するが，実用域としては 40~95%	条件により異なるが，90~97%(直列共振/並列共振)
位置自由度 (水平方向)	話して利用可能	フリーポジションで送電可能
位置自由度 (垂直方向)	コイル径の数倍距離隔離可能	電極を誘電層に密着させて使用する．並列共振方式は，電極面積の大きさによって数 mm~10cm 程度の隔離が可能
動作周波数	数十 MHz	500kHz~数十 MHz
安全性	磁界を放射するため，安全基準の制限が求められている．	密着時には，電界を放射しにくい． 隔離時は電磁波を放射する． 共振条件が満足されなければ，電流が流れないため，安全性を有している．
通信機能	時定数が大きいと，磁界を媒体とした高速通信は困難である． 他の手段を用意する必要がある	接触容量を介して，電力伝送とは別の周波数（GHz 以上）で高速通信が可能であり，大容量のデータ伝送が実現できる．
資源的問題	将来市況価格の上昇が予想される銅に大きく依存する	アルミ，鉄を主体に使用するため，資源的負担は少ない

1.3.3 電磁波方式

非接触充電を含む非接触電力伝送の方式のうち，電磁誘導を利用して電力を送る方式のことである．この方式では，送電側で電流を電磁波に変換して受電側に送り，受電側はアンテナから電磁波を受信，整流回路を通じて直流電流に変換し，電力としてはじめて利用する仕組みとなっている．送電側は電力をマイクロ波に変換する際に無駄になる電力が発生する．伝送距離は数メートルと長い，伝送効率は悪い．

1.2 本研究の概要

研究の最終目標は、磁気を用いた機構を完全非接触で浮上させ、且つ電力伝送機能をもった機構の開発である。磁気による浮上力の発生方法は様々な方法があるが、本研究では、応用例の少ないローレンツ力を利用する機構を提案する。ローレンツ力を利用するにあたって、浮上物に電流を供給する必要があるが、完全非接触で浮上する磁気浮上機構の提案を目標としているため、電流を流す配線を用いることはできない。そこで、非接触で電力を送電できる磁界共鳴方式を用いて電力を送電する方法を採用する。

先行研究では、磁気浮上機構の設計とシミュレーションおよび試作を行い、磁気浮上機構の一部である浮上コイルの浮上に成功している [4]。また、電磁石を用い、浮上コイルの位置の制御も成功している。しかし、非接触給電用コイル間で十分な電力供給を行うことができず、受電部全体の浮上に成功していない。

そのため、本研究は、再度、磁気浮上機構の設計と試作を行い、完全非接触とした浮上の成功を目標とした。中でも、磁気浮上機構の非接触給電部に着目し、送電側受電側コイル間で浮上に必要な電力伝送ができたことについて報告する。また、非接触給電の送電側コイル受電側コイルに流れる交流電流の位相差と振幅から、コイル間で垂直方向における自己平衡性の実現可能性について検討と実験をしたことを報告する。

今回、研究の第一段階として、浮上の検証を行う浮上コイルと電力を非接触で送電する受電コイルに分けているが、最終的には浮上コイルと受電コイルを共用する。

2 磁気浮上機構の概要

2.1 磁気浮上機構のモデル

提案する磁気浮上機構のモデルを Fig. 3 に示す．磁気浮上機構は，永久磁石，電磁石，浮上コイル，送電側コイル，受電側コイル，送電側回路，受電側回路から構成される．

浮上コイルの周囲には永久磁石と電磁石を配置した．中央には，非接触給電の送電側コイル，送電側回路，受電側コイル，受電側回路を配置している．

電力は，送電側コイルと受電側コイル間で，非接触で供給する．得られた電力は，整流回路により直流に変換され，浮上コイルに直流の電流を流す．浮上コイルに流れる電流と永久磁石間ではローレンツ力が発生し，受電コイル，受電回路，浮上コイルの重力と釣り合う浮上力を得る．また，電磁石の電流を制御することで，その間に働くローレンツ力を調整し，コイルの浮上位置を安定化させる．

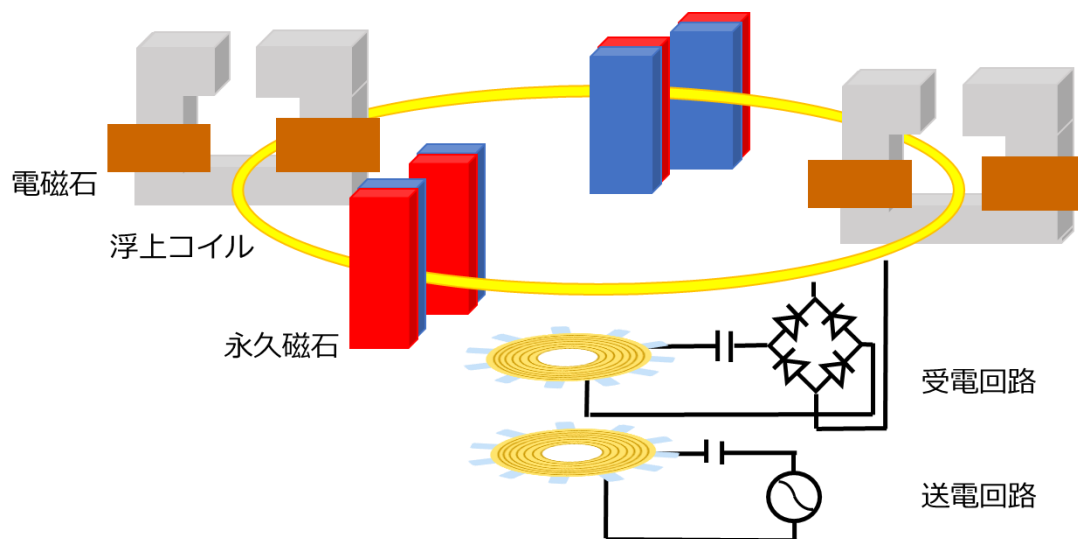


Fig. 3 磁気浮上機構のモデル

2.2 浮上の原理

2.2.1 永久磁石間の磁力線

2つの永久磁石間の磁力線を，Fig. 4 示す．

永久磁石間では，一方の永久磁石のN極から出た磁力線は，他方の永久磁石のS極に向かう．しかし，永久磁石の上端と下端では，永久磁石のN極から出た磁力線は同じ永久磁石のS極に向かう．

Fig. 5 は，永久磁石の着磁方向の幅を 10[mm]から 60[mm]まで 10[mm]毎に変化させたと

きの磁力線の向きを解析したものである．高さ方向は40[mm]と一定とした．図より，着磁方向の幅を大きくすると，永久磁石間の磁力線の数が多くなるが，永久磁石の上端および下端では，磁力線の数が少なくなることがわかった．従って，着磁方向の幅を大きくすると，永久磁石間の磁力は大きくなるが，永久磁石の上端および下端では，磁力が小さくなることが考えられる．

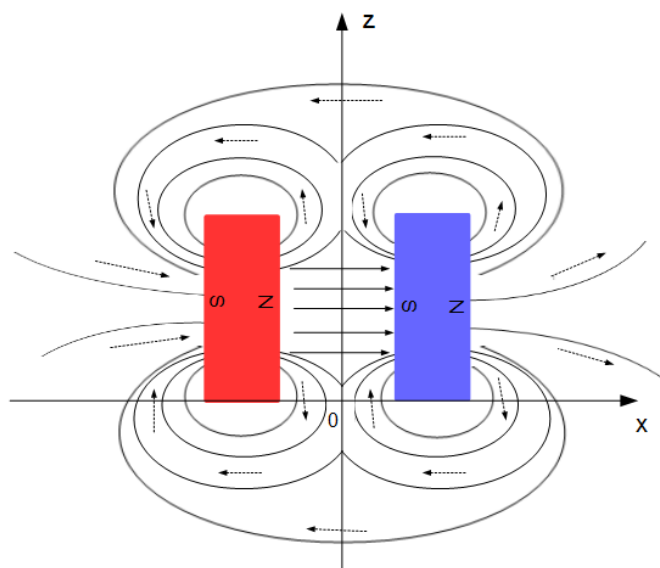


Fig. 4 永久磁石間の磁力線

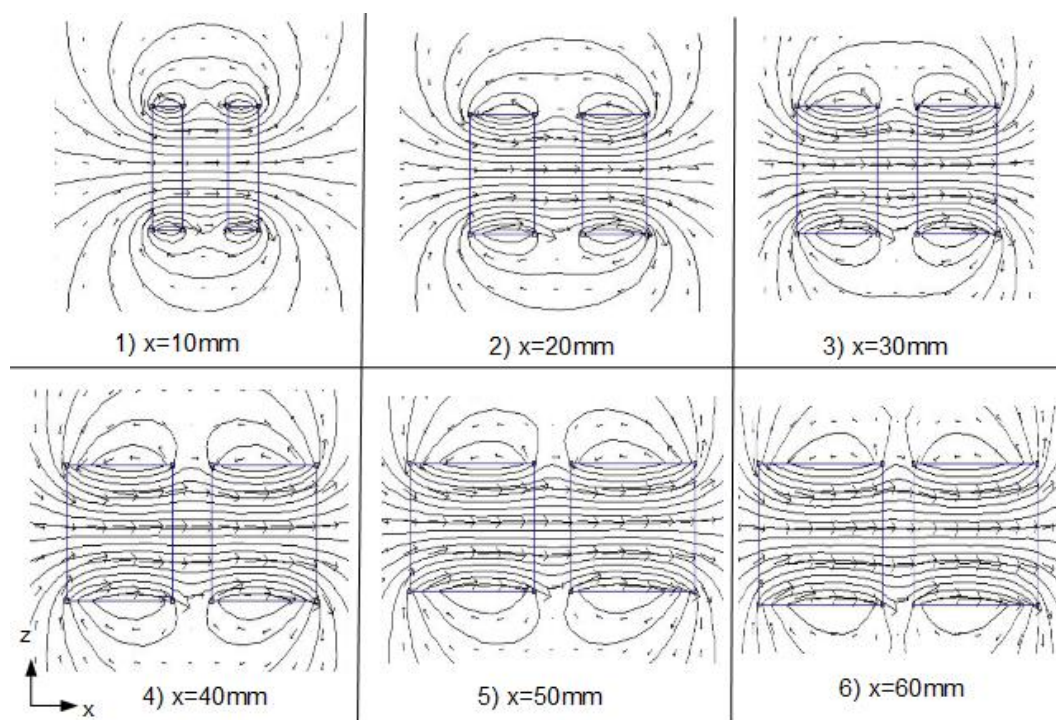


Fig. 5 永久磁石の着磁方向を変化させたときの磁力線の変化

2.2.2 ローレンツ力

Fig. 6 が示すように, 磁場中に垂直に置いた導線に電流を流すと, 導線に力が働く. 電流は, 導線内の電荷をもつ粒子 (荷電粒子) が移動する状態であり, 導線内を動く荷電粒子が受ける力の総和をローレンツ力という [5].

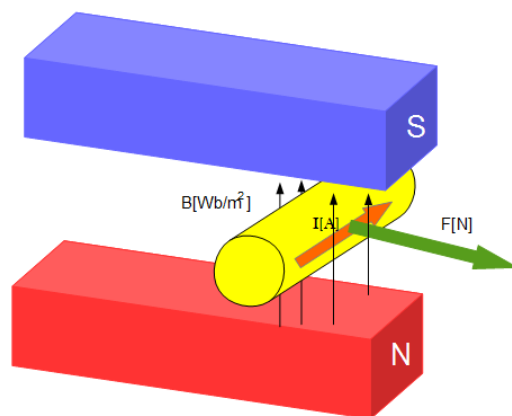


Fig. 6 ローレンツ力

2.2.3 磁場とローレンツ力の関係

Fig. 7 は, 磁場の向き B , 各コイルの位置とコイルに働くローレンツ力の向き F の関係を示す. コイルに流れる電流は, 紙面垂直方向, 奥から手前に流れている. 磁石間の磁場の向きは位置によって異なるため, コイルを配置した位置によって発生するローレンツ力の向きは異なると考える.

コイルが永久磁石上端かつ x 軸負側または, 永久磁石の下端かつ x 軸正側に配置されている場合, 磁場 B は x 軸負方向と z 軸正方向の合成した向きが発生しているため, ローレンツ力 F は, x 軸負方向かつ z 軸負方向の合成した向きに発生する.

また, コイルが永久磁石の下端かつ x 軸負側または, 永久磁石の上端かつ x 軸正側に配置されている場合, 磁場 B は x 軸正方向かつ z 軸負方向の合成した向きに発生しているため, ローレンツ力 F は, x 軸正方向かつ z 軸負方向の合成した向きに発生する.

コイルが z 軸上に配置されている場合, 永久磁石の上端と下端では, 磁場 B は x 軸負方向に発生しているため, ローレンツ力 F は, z 軸負の方向に発生する. 永久磁石間では, 磁場 B は x 軸正方向に発生しているため, ローレンツ力 F は z 軸正方向に発生する.

先行研究では, 試作した磁気浮上機構の永久磁石をモデル化して, 永久磁石がつくる磁場 B とコイルの位置によって, 発生するローレンツ力の向きを解析した [4]. Fig. 8 は, 永久磁石の上端部でのローレンツ力の向きと大きさの解析結果を示す. 永久磁石間では, 約 $0.26[\text{N}]$ のローレンツ力が発生していることがわかり, コイルが z 軸上に配置されているとき, 永久磁石の上端から $2[\text{mm}]$ で発生するローレンツ力の z 成分が正から負へ 180° 反転することがわかっている. また, Fig. 9 は, 永久磁石の下端部でのローレンツ力の向きと大きさの解析結果を示す. 結果より, 永久磁石の下端から $2[\text{mm}]$ で発生するローレンツ力の z 成分が, 正か

ら負へ 180° 反転することがわかった.

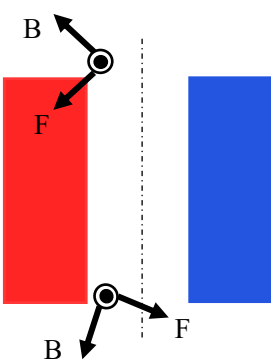
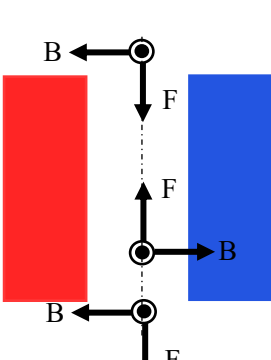
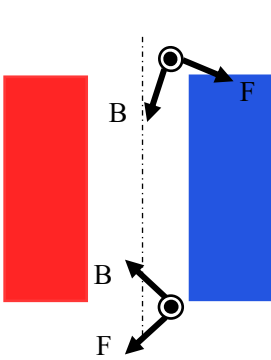
コイルの位置	X 軸負側	Z 軸上	X 軸正側
磁場とローレンツ力の関係			

Fig. 7 磁場とローレンツ力の関係

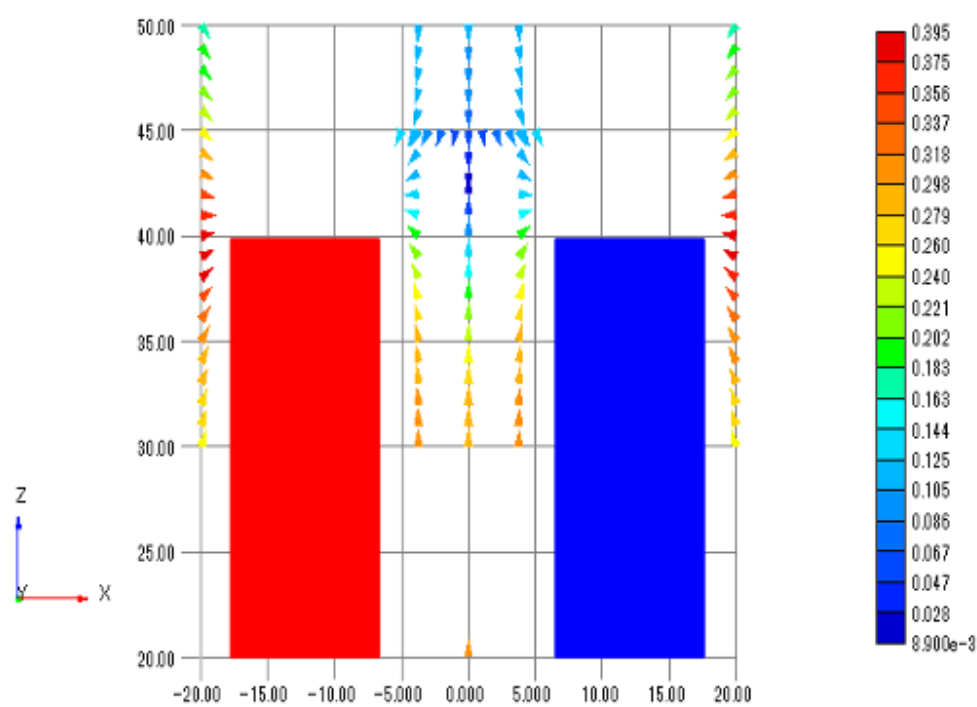


Fig. 8 永久磁石の上端部で発生するローレンツ力の解析結果[N]

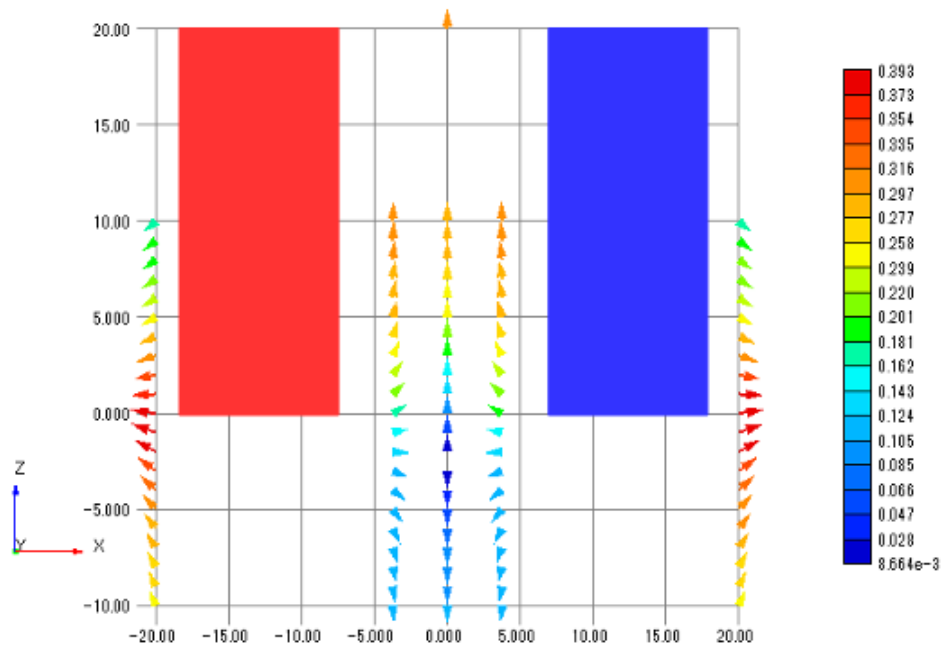


Fig. 9 永久磁石の下端部で発生するローレンツ力の解析結果[N]

2.3 浮上位置制御

電磁石を用いた浮上コイルの位置の制御方法について述べる.

ローレンツ力の向きは、磁場の向きとコイルの位置によって変わることが、前節の Fig. 7, Fig. 8, Fig. 9 よりわかった. 永久磁石間では、ローレンツ力は常に z 軸方向に働いているため、コイルの重力が釣り合う点でコイルの位置が安定すると考える. しかし、永久磁石の下端では、ローレンツ力は、 z 軸に向かって働く. x 軸方向は安定とみなせるが、 z 軸方向は下端に向かうように働くため不安定と考える. そのため、Fig. 10 の左図に示すように z 軸方向にローレンツ力を発生する電磁石を用い、コイルの位置を能動的に安定化させるものとする. 永久磁石の上端では、ローレンツ力は z 軸方向だけでなく x 軸方向にも働くため、浮上コイルの x 方向の位置は不安定である. そのため、Fig. 10 の右図に示すように x 軸方向にローレンツ力を発生する電磁石を用い、コイルの位置を能動的に安定化させるものとする.

なお、先行研究では、 z 軸方向の制御の実験と結果について報告されている [6].

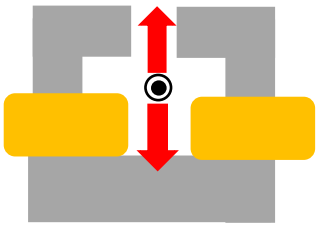
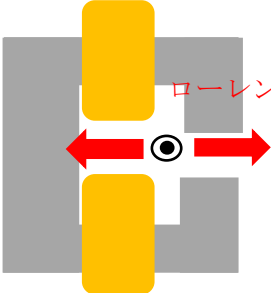
	z 軸方向の制御	X 軸方向の制御
制御用電磁石	<p>ローレンツ力</p> 	 <p>ローレンツ力</p>

Fig. 10 制御用電磁石のモデル

3 実験装置の構造

試作した磁気浮上機構の全体図を Fig. 11 に示す．試作装置は，永久磁石，電磁石，浮上コイル，透過型レーザセンサ，送電コイル，受電コイル，送電側回路，受電回路からなる．

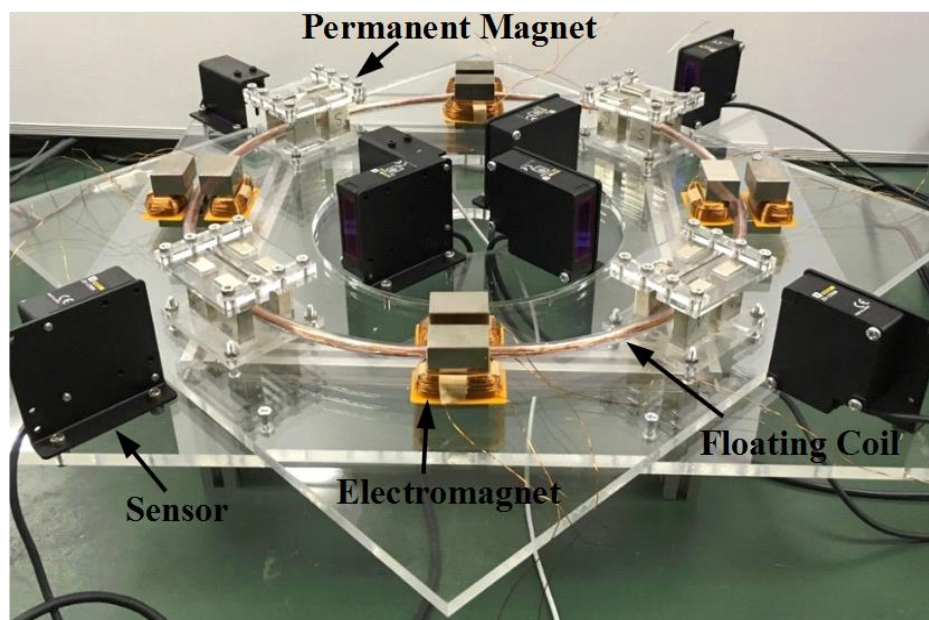


Fig. 11 磁気浮上機構の全体図

3.1 磁気浮上検証で用いた構成部品

試作装置で用いた磁気による浮上の検証で用いた構成部品の概要について述べる．

3.1.1 永久磁石

永久磁石はネオジム磁石を使用した [7]．

永久磁石の仕様は Table 3 に示す．着磁方向は 10[mm]方向とした．永久磁石の着磁方向の向空隙は 15[mm]とした．また，着磁方向と垂直方向の空隙は 10[mm]とした．Fig. 12 に示すように，永久磁石 4 個を 1 つの部品とみなし，浮上コイルの周囲に 4 か所配置した．

永久磁石に用いた治具は，3 つの部品から厚さ $t=5$ [mm]の亚克力板を用いた．亚克力板はレーザー加工機を用いて加工した．治具は，3 つ使用した．

永久磁石の上端の左右に用いた治具を，Fig. 13 に示す．永久磁石の上端と下端に用いた治具を，Fig. 14，Fig. 15 に示す．

Table 3 永久磁石の仕様

種類	ネオジム磁石
形状	角型
寸法	40×20×10
寸法公差	$L(\pm 0.1) \times W(\pm 0.1) \times H(\pm 0.1)[mm]$
表面処理	Ni メッキ(NiCuNi)
表面磁束密度	3.450G/345mT
吸着力	16.3kgf
限界使用温度	80℃

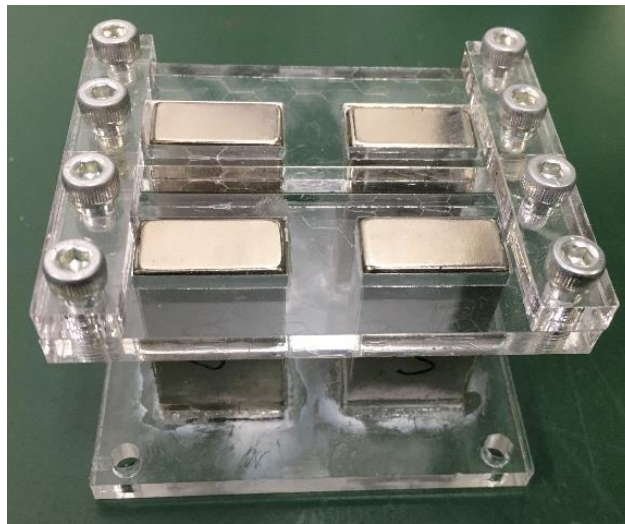


Fig. 12 永久磁石

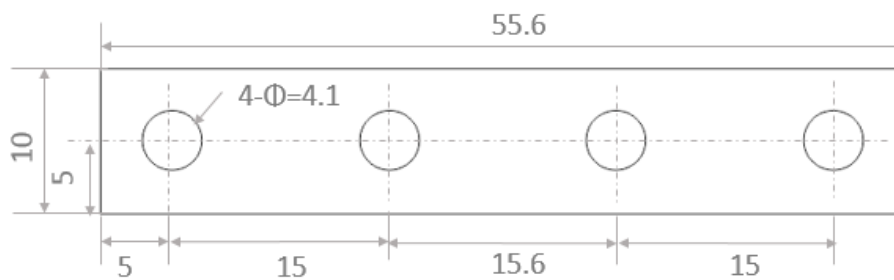


Fig. 13 永久磁石の左右上端で用いた治具の図面

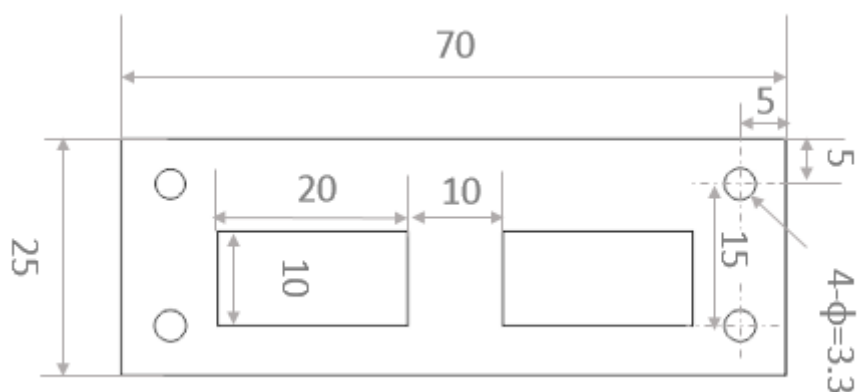


Fig. 14 永久磁石の上端で用いた治具

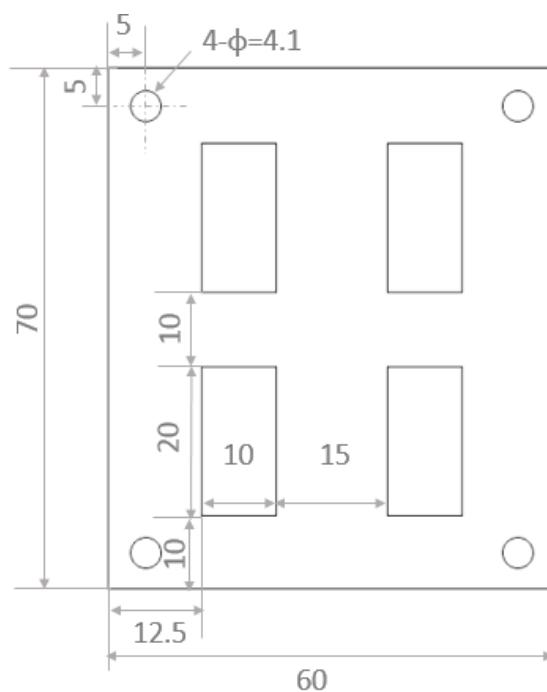


Fig. 15 永久磁石の下端で用いた治具

3.1.2 電磁石

電磁石の全体図を Fig. 16 に示す. 電磁石の大きさは, 横 40[mm], 縦 30[mm], 高さ 40[mm] とした. 材質は SS400 とした. 電磁石のコアの図面を, Fig. 17, Fig. 18 に示す. 電磁石のコイルは $\phi=0.5$ [mm] の UEW 線を用い, 左右それぞれ 150 回巻いた. 浮上コイルの周囲に 4 か所取り付けた.

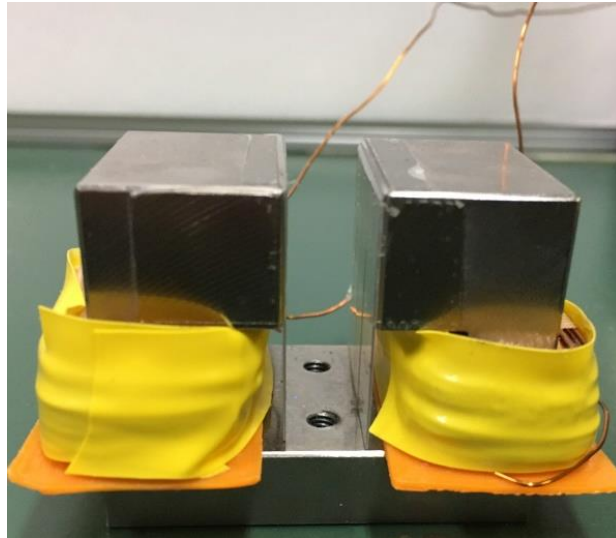


Fig. 16 電磁石

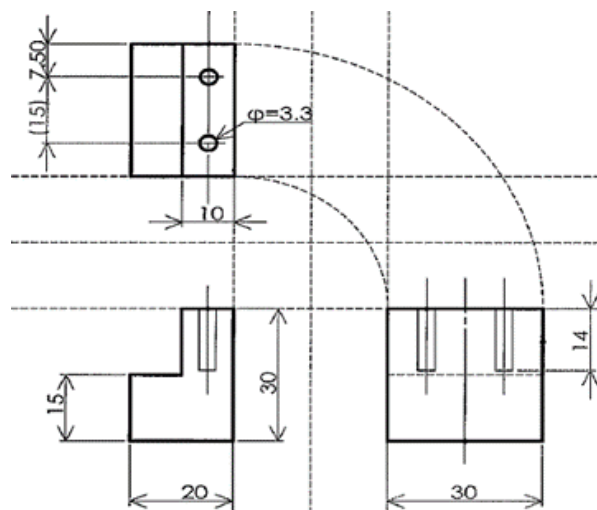


Fig. 17 電磁石の上端部のコア形状

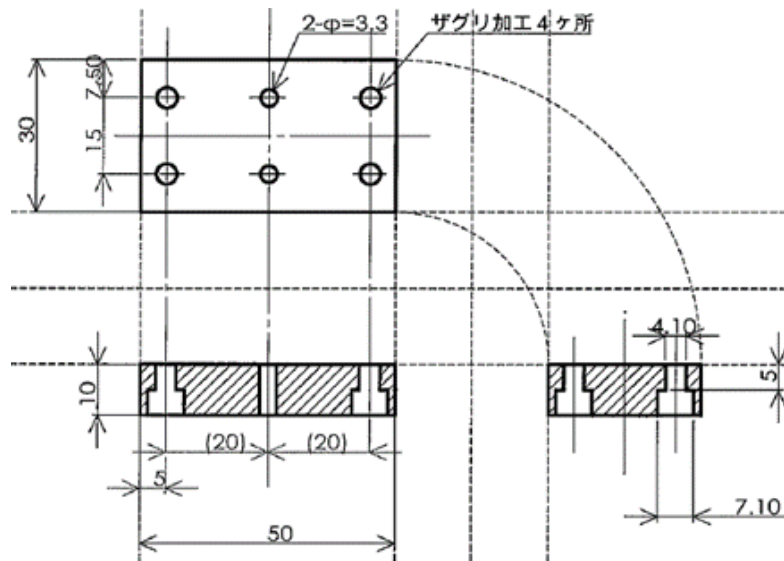


Fig. 18 電磁石の下端部のコア形状

3.1.3 浮上コイル

$\phi=0.5[\text{mm}]$ の UEW 線を使用した．形状は，直径 340[mm]の円形とし，50 回巻きとした．重さは $M=97.1[\text{g}]$ ，抵抗 $R_L = 6.0[\Omega]$ である．

3.1.4 透過型レーザセンサ

透過型レーザセンサは，OMRON 社の形 ZX-LDA11-N スマートセンサを 4 つ，形 ZX-LT030 透過型センサヘッドを 3 つ，形 ZX-LT-010 透過型センサヘッドを 1 つ使用した．仕様の詳細を Table 4 に示す．それぞれの透過型レーザセンサは，z 軸方向の浮上コイルの位置を，浮上コイルに取り付けた遮蔽板が遮ったときの受光量の変化から検出するものとする．

Table 4 センサとアンプの仕様

型番	センサユニット部		アンプユニット部
	ZX-LT030	ZX-LT-010	ZX-LDA11-N
電源電圧	DC12~24 ± 10%		
消費電力	3.4W 以下 (電源電圧 24V 時, 消費電流 140mA 以下)		
検出距離	0~500mm		-
検出幅	30mm	10mm	-
最小検出物体	$\phi=0.3\text{mm}$ 不透明物体	$\phi=0.1\text{mm}$ 不透明物体	-
質量	約 450g	約 220g	約 350g
分解能	12 μm	4 μm	
測定周期	150 μs		
設定可能平均回数	1/2/4/8/16/32/64/128/256/512/1024/2048/4096 回		

3.2 非接触給電で用いた構成部品

非接触給電で用いた構成部品について述べる.

非接触給電は, 送電側コイル, 受電側コイル, 送電側回路, 受電側回路の 4 つの部品から構成される. 送電側回路, 受電側回路の諸元, 回路の設計および電力伝送の実験結果については, 次章以降で述べる.

試作した非接触給電のコイルの全体図を Fig. 19 に示す. また, コイルを巻く際に用いたアクリル板の形状を Fig. 20 に示す. アクリル板の形状の図面を, Fig. 21 に示す. 形状を厚さ $t=2[\text{mm}]$ のアクリル板を用い, レーザー加工機で加工した. コイルは, $\phi=0.3[\text{mm}]$ のリッツ線 7 本撚りを用い, 50 回のスパイダー巻きとした. コイルの諸元を Table 5 に示す. また各コイルのインダクタンス, 抵抗値を LCR メータで測定した値を Table 6 に示す. Table 6 の値は, 10 回測定した値の平均値とした.

Table 5 非接触給電用コイルの諸元

	重さ[g]	外形[mm]	内径[mm]	平均径[mm]	厚さ[mm]
送電側コイル	43.35	70.5	20	45.25	6.6
受電側コイル	44.12	70.8	20	45.40	6.1

Table 6 非接触給電用コイルの LCR メータ測定値

	インダクタンス[μH]	抵抗[Ω]
送電側コイル	112.5	0.35
受電側コイル	112.5	0.35



Fig. 19 非接触給電で用いたコイル



Fig. 20 非接触給電で用いたアクリル板

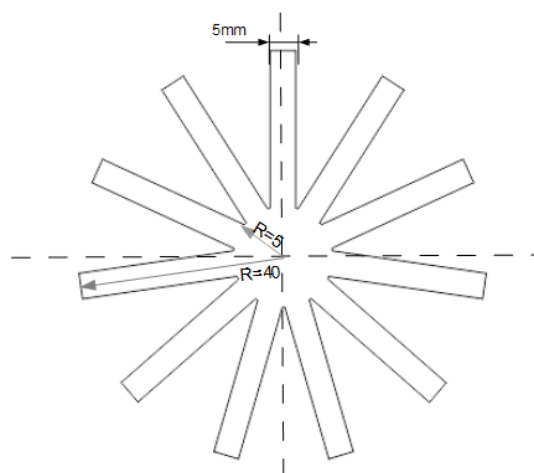


Fig. 21 アクリル板の形状

4 電力伝送

装置全体の回路図を Fig. 22, 回路の諸元を Table 7 に示す. 交流電圧を送電側回路に印加することで, 受電側コイルには磁界共鳴方式により, 交流の電力が供給される. 浮上コイルには, 一方向の電力が供給されるように, ブリッジダイオードを用いた. 浮上コイルに全波整流が流れることで, 浮上コイルの周囲に配置された磁石間で一定のローレンツ力が発生し, 受電側回路の浮上が実現される.

4.1 節は, コンデンサ, 共振周波数, 電源電圧の決定方法について, 4.2 節は回路の試作について述べる.

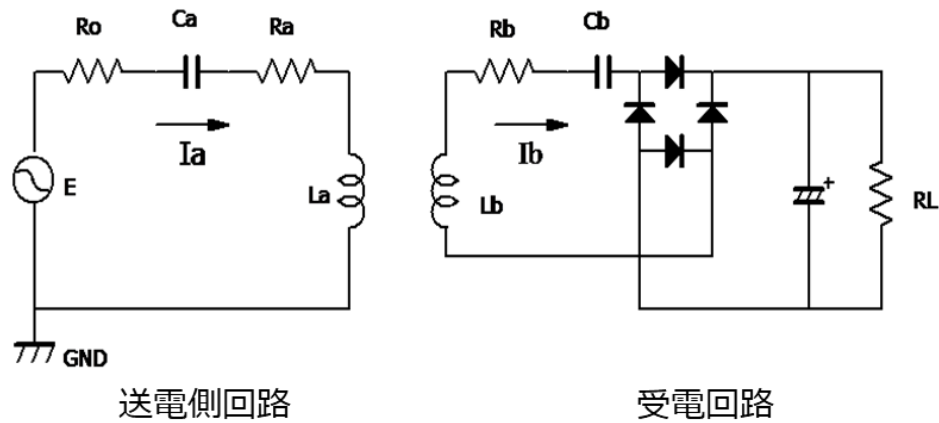


Fig. 22 装置全体の回路図

Table 7 回路図の諸元

名称	記号
交流電圧	E
内部抵抗	R_0
送電用コンデンサ	C_a
送電側コイルのインダクタンス	L_a
送電側コイルの抵抗	R_a
送電側回路に流れる電流	I_a
受電側コイルのインダクタンス	L_b
受電側コイルの抵抗	R_b
受電用コンデンサ	C_b
受電側回路に流れる電流	I_b
浮上コイルの抵抗	R_L

4.1 理論式に基づく回路設計

送電側回路は送電コイル，コンデンサ，受電側回路は受電コイル，コンデンサ，ブリッジダイオードと浮上コイルで構成する．

本節は，回路で使用するコンデンサの容量と印加する交流電圧で用いる周波数と電圧を理論式より求めたことを述べる．

式(1)は，受電側回路の浮上コイルに最大電力が供給できる条件である．まず，コンデンサの容量を決定した．コンデンサの容量は，式(1)と式(2)を用いて，式(3)のように解き決定した．次に，共振周波数を式(4)より求めた．

電源電圧は式(13)を用いて求めた [8]．電源電圧を求めた際に用いた式を式(5)から式(12)に示す．なお，電源電圧は，送電側コイルと送電側コイル間の伝送距離によって変わるので，本研究では，伝送距離 d を 3[mm]，4[mm]，5[mm]と仮定した [8]．まず，式(5)から式(8)を用いて相互インダクタンス M を求めた．送電側および受電側を添字 a, b で区別する．コイルの厚さを l ，コイルの径を A, B とした．次に，式(10)を用いて，結合係数 k を求めた．算出した結合係数 k を利用して，基準化伝送電力(Normalized Output power, NOP)を式(11)より求めた．また，この際，電源の内部抵抗を R_0 と置き，送電側コイルの測定した抵抗と同値とした．浮上コイルに供給する電流値は 1.0[A]と仮定した．理論式より求めた各パラメータを Table 8 に示す．

$$\omega L = R_L \quad (1)$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2)$$

$$C = \frac{L}{R_L^2} \quad (3)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4)$$

$$q_1 = l_b \quad q_3 = B^2 \frac{l_b}{2} \left\{ 3 - \left(\frac{l_b}{B} \right)^2 \right\} \quad (5)$$

$$x = d + \frac{l_b}{2} \quad y = x + l_a \quad (6)$$

$$d_1 = \sqrt{x^2 + A^2} \quad d_1 = \sqrt{y^2 + A^2} \quad (7)$$

$$k_1 = \frac{2}{A^2} \left(\frac{y}{d_2} - \frac{x}{d_1} \right) \quad k_3 = \frac{1}{2} \left(\frac{x}{d_1^5} - \frac{y}{d_2^5} \right) \quad (8)$$

$$M = \mu_s (\pi AB)^2 N_a N_b \frac{k_1 q_1 + k_3 q_3}{l_a l_b} \times 10^{-7} \quad (9)$$

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_a L_b}} \quad (10)$$

$$NOP = \frac{R_L k^2 \omega_0^2 L_a L_b}{\{(R_0 + R_a)(R_L + R_b) + k^2 \omega_0^2 L_a L_b\}^2} \quad (11)$$

$$W_{RL} = I^2 R_L \quad (12)$$

$$E = \sqrt{\frac{W_{RL}}{NOP}} \quad (13)$$

Table 8 理論式に基づく回路設計

$d[\text{mm}]$	$C[\mu\text{F}]$	$f_0[\text{kHz}]$	M	k	NOP	$E[\text{V}]$
3	3.0	8.663	8.09×10^{-5}	0.72	0.178	5.79
4			8.01×10^{-5}	0.71	0.181	5.75
5			7.95×10^{-5}	0.70	0.183	5.71

4.2 回路試作

前節で求めたパラメータを基に、非接触給電用回路の試作を行った。Fig. 19 は、試作した送電側回路と受電側回路である。送電側回路は3.0[μF]のコンデンサ、受電側回路は3.0[μF]コンデンサとブリッジダイオードから構成されている。

コンデンサは、メタライズドポリプロピレンフィルムコンデンサ1.0[μF], 630[V]と積層メタライズムフィルムコンデンサ1.0[μF], 63[V]と、ブリッジダイオードはショットキーバリアダイオード 60[V] 2[A]を用いた。

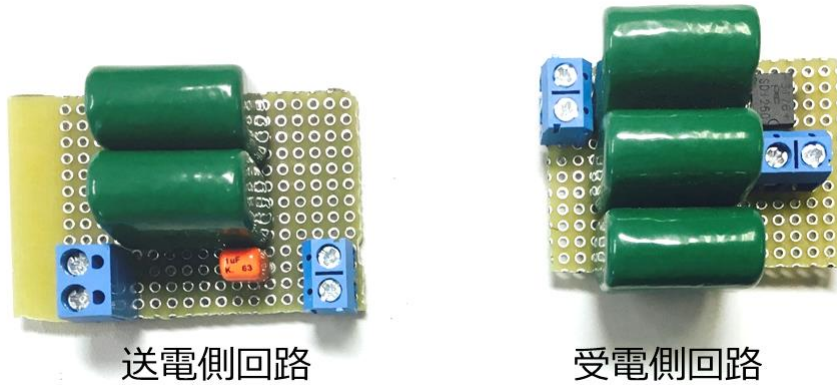


Fig. 23 理論値に基づいて試作した回路

4.3 実験

本節では，実験から送電側回路と受電側回路がもつ共振周波数を求めたことについて述べる．4.1 節では，理論式を用いて共振周波数とコンデンサを決定した．しかし，送電側コイルと受電側コイルは自作したものであるため，理論式から求めた共振周波数と送電側コイル及び受電側コイルがもつ共振周波数が異なる可能性があると考えられる．そのため，送電側コイルと受電側コイルに最大の電圧が測定できる周波数を実験より求める必要がある．

印加する電圧は一定で周波数を変化させ，コイルにかかる電圧をオシロスコープで測定することで最大の電圧が測定されるときに周波数を測定した．測定は，

Fig. 24 が示す回路を使用した．電源は，株式会社エフエフ回路設計ブロック社製のバイポーラ電源 BP4610 を使用した．なお，理論では，送電側コイル，受電側コイル共に周波数が 8.663[kHz] ときに，最大の電圧が測定できると考えた．

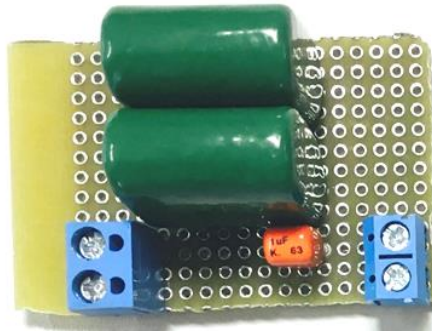


Fig. 24 共振周波数の測定用回路

4.4 実験結果

送電側コイルを用いたときの電圧の測定結果を Fig. 25，受電側コイルを用いたときの電圧の測定結果を Fig. 26 に示す．6.0[V]の交流電圧を印加したが，受電側コイルではオーバーロードとなり測定不可な箇所があったため，5.0[V]の交流電圧を印加し，共振周波数を調べた．

図より，送電側コイルは周波数が 8.6[kHz]のときに最大の電圧が測定された．一方，受電側コイルは周波数が 8.4[kHz]のときに最大の電圧が測定された．各コイルがもつ共振周波数はともに理論式から求めた共振周波数と異なることがわかった．

今回，理論に近い送電側コイルの周波数 8.6[kHz]を，非接触給電で用いる共振周波数 f_0 とした．このとき，共振周波数 f_0 と受電側コイルの周波数に 200[Hz]の差が生じた．受電側コイルの周波数を共振周波数 f_0 と一致させるために，受電側回路に用いるコンデンサを再検討する必要があった．

次節ではコンデンサの再検討および共振周波数の同調とその結果について述べる．

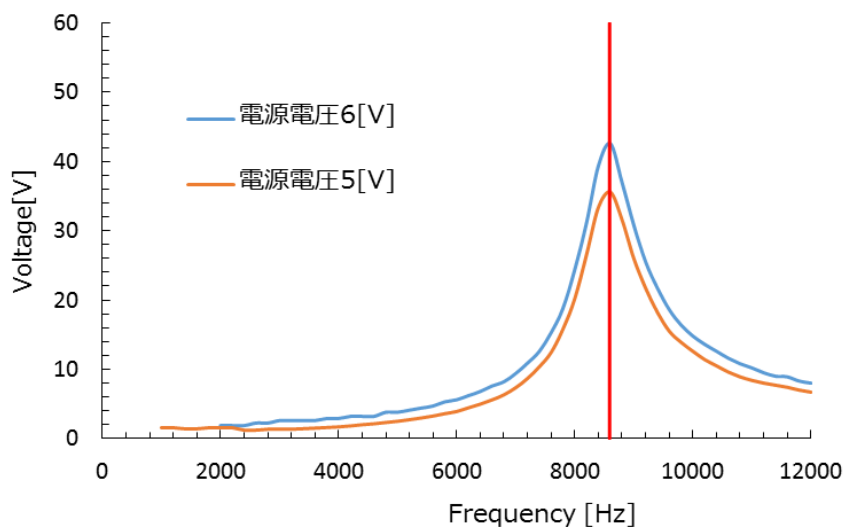


Fig. 25 送電側コイルで測定した電圧

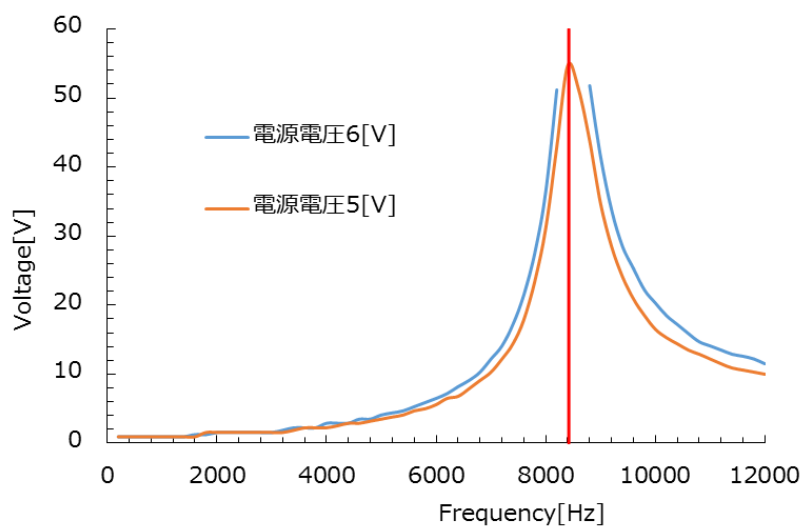


Fig. 26 受電側コイルで測定した電圧

4.5 共振周波数の同調

受電側コイルの周波数を共振周波数 f_0 と一致させるために、周波数の同調を行った。周波数の同調のため、式(14)から受電側回路のコンデンサを再検討した。結果、受電側回路に使用するコンデンサは、 $3.03[\mu\text{F}]$ となった。

コンデンサ $3.03[\mu\text{F}]$ を使用した回路を再度試作した後、再度共振周波数の測定実験を行った。印加する交流電圧は $6.0[\text{V}]$ と $5.0[\text{V}]$ とした。周波数を変化させ、コイルにかかる電圧をオシロスコープで測定した。測定結果を Fig. 27 に示す。結果より、コイルの値を $3.03[\mu\text{F}]$ に変えることで、周波数 $8.6[\text{kHz}]$ のときに、受電側コイルに最大の電圧が測定できた。

次節では，本節をもとに磁気浮上機構で用いる送電側回路，受電側回路を再試作したことについて述べる．

$$C_b = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 L_b} \quad (14)$$

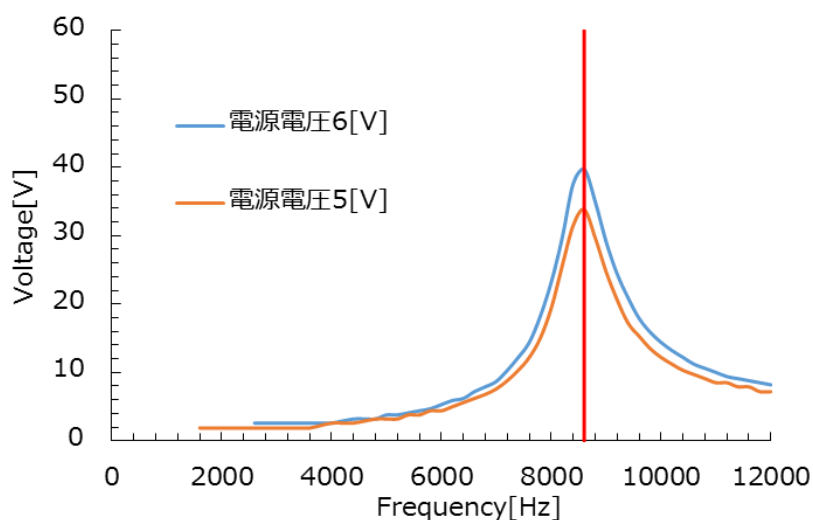


Fig. 27 同調後の受電側コイルで測定した電圧

4.6 実験に基づいた回路試作

前節をもとに共振周波数を一致する非接触給電用回路を再度試作した．試作した回路を，Fig. 28 に示す．送電側回路はコンデンサ3.0[μF]，受電側回路はコンデンサ3.03[μF]とブリッジダイオードから構成されている．

コンデンサは，メタライズドポリプロピレンフィルムコンデンサ1.0[μF], 630[V]と積層メタライズムフィルムコンデンサ1.0[μF], 63[V]，メタライズドポリエステルフィルムコンデンサ0.015[μF], 250[V]，ブリッジダイオードはショットキーバリアダイオード 60[V] 2[A]を用いた．

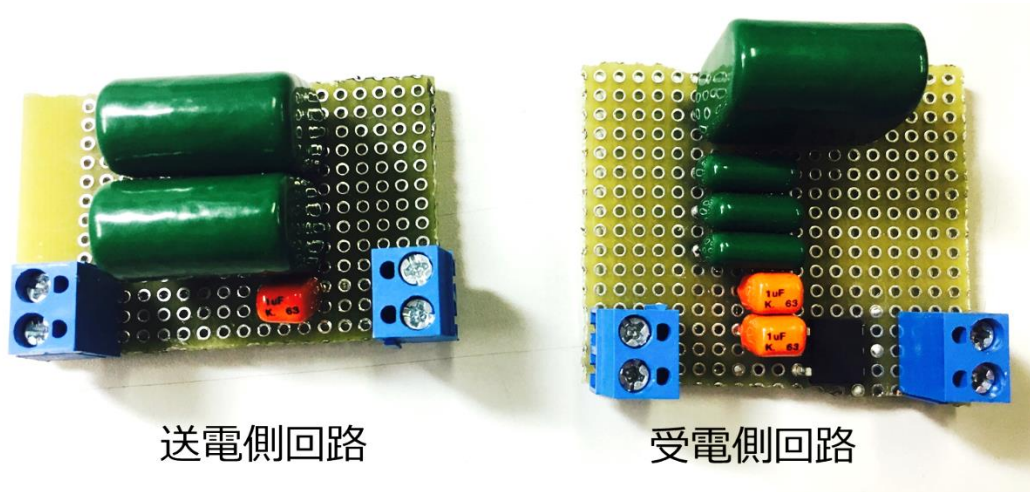


Fig. 28 実験に基づいた非接触給電用回路

4.7 まとめ

本章では，装置全体の回路図とその概要を説明したのち，非接触電力伝送に用いる回路の設計，試作について述べた．

4.1 節では，理論より非接触給電で用いるコンデンサと共振周波数を決定した．その後，4.4 節では，実験より送電側コイルと受電側コイルの最大の電圧が供給される共振周波数を求めた．しかし，送電側コイル，受電側コイルは自作したものであったため，理論から決定した共振周波数と実験から求めた共振周波数とは異なった．今回，受電側コイルの共振周波数を理論に近い送電側コイルの共振周波数 8.6[kHz]と一致させることにした．そのため 4.5 節で述べたように，再度回路を設計，試作をした．その結果，2つのコイルで使用する共振周波数を一致させることができた．

以後，周波数 8.6[kHz]を共振周波数 f_0 とする．

5 磁気浮上機構の浮上

磁気浮上機構の受電部の浮上の可能性を理論と実験を通して検証した。

5.1 浮上に必要なローレンツ力

受電コイル，受電回路，浮上コイルの3つの構成部品を受電部と呼ぶことにする．受電部を浮上するためには，式(15)より 1.763[N]以上のローレンツ力を浮上コイルと永久磁石の間で発生させる必要がある． m_{b1} は，受電コイルの質量， m_{b2} は受電側回路の質量で 36.39[g]とする．また， M は浮上コイルの質量である．

$$F \geq (m_{b1} + m_{b2} + M)g \times 10^{-3} \quad (15)$$

5.2 浮上に必要な電流

受電部の浮上に必要なローレンツ力を浮上コイルと永久磁石間で発生させるために必要な浮上コイルに流す電流値を検討した．電磁界解析ソフト JMAG を用いて浮上コイルに流れる電流と永久磁石の間で発生するローレンツ力大きさの関係を解析した．浮上コイルに流す電流は最大 1[A]とし，0.1[A]毎に解析を行った．

結果を Fig. 29 に示す．受電部が浮上する力 1.763[N]を閾値とした．その結果，浮上コイルには電流が 0.8[A]以上供給できれば，十分な浮上力が得られることがわかった．

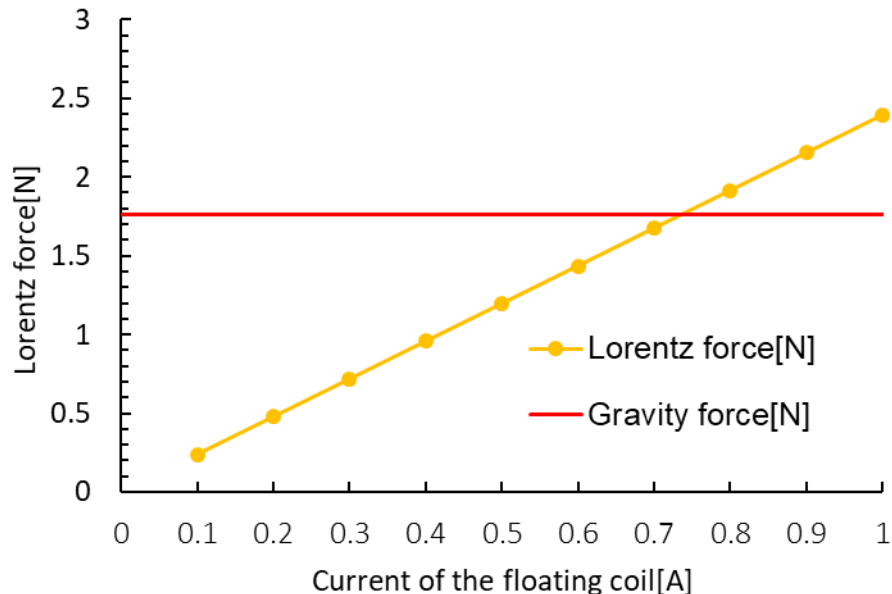


Fig. 29 電流とローレンツ力の関係

5.3 浮上の検証

非接触で電力伝送を行った後，浮上コイルに十分な電流 0.8[A]以上が供給可能か検証をした．また，受電部の浮上が可能か実験をした．

周波数を 8.6[kHz]とする交流電圧を送電側回路に印加した．電圧は，6.0[V]から 11[V]まで 1[V]ごとに変化させた．送電側コイルと受電側コイルの空隙を 1[mm]から 7[V]まで 1[mm]ごとに変化させた．また受電側回路には，ブリッジダイオードと浮上コイルの間にセメント抵抗0.1[Ω], 10[W]を直列に繋いだ．浮上コイルに流れる電流値は，セメント抵抗の両端をオシロスコープで電圧を測定し，測定値をセメント抵抗0.1[Ω]と，巻数 50 回で割ったものとした．また，送電側回路に流れる電流は電源に表示される値とした．なお，浮上コイルに流れる電流値が，0.8[A]以上であれば，浮上可能とみなした．

送電側回路に流れる電流を I_{in} ，浮上コイルに流れる電流を I_{out} とする．送電側回路に流れる電流の測定値を Table 9，浮上コイルに流れる電流値を Table 10 に示す．

Table 10 より，浮上に必要な電流を供給するには 8.0[V]以上の交流電圧を印加する必要があることがわかった．また，Fig. 30 が示すように，浮上コイル，受電回路，受電側コイルの3つの浮上が確認でき，磁気浮上の受電部の完全非接触の浮上が実現した．

実験結果をもとに，磁気浮上機構の伝送効率を求めた．交流電源から，浮上コイルまでの伝送効率 η は式(16)を用いて求めた．印加する交流電圧を V_{in} とした．伝送効率を，Table 11 に示す．表より装置全体の伝送効率は約 12.6[%]といえる．

$$\begin{aligned}\eta &= \frac{W_{out}}{W_{in}} \times 100 \\ &= \frac{I_{out}^2 \times R_L}{I_{in} \times V_{in}} \times 100\end{aligned}\tag{16}$$

Table 9 送電側回路に流れる電流 I_{in} [A]

空隙[mm]	6[V]	7[V]	8[V]	9[V]	10[V]	11[V]
1	2.6	3.0	3.4	3.7	4.0	4.4
2	2.9	3.3	3.7	4.1	4.5	4.9
3	2.3	3.1	3.5	3.9	4.3	4.7
4	2.8	3.2	3.6	4.0	4.5	4.9
5	2.8	3.3	3.7	4.1	4.5	4.9
6	2.9	3.4	3.8	4.3	4.7	5.2
7	3.1	3.5	3.9	4.4	4.9	5.4

Table 10 浮上コイルに流れる電流 I_{out} [A]

空隙[mm]	6[V]	7[V]	8[V]	9[V]	10[V]	11[V]
1	0.50	0.63	0.69	0.81	0.88	0.94
2	0.56	0.63	0.75	0.81	0.94	1.00
3	0.56	0.69	0.75	0.88	0.94	1.06
4	0.56	0.69	0.81	0.88	1.00	1.06
5	0.63	0.69	0.81	0.88	1.00	1.13
6	0.63	0.75	0.81	0.94	1.00	1.13
7	0.69	0.75	0.81	0.94	1.06	1.19

Table 11 伝送効率[%]

空隙[mm]	6[V]	7[V]	8[V]	9[V]	10[V]	11[V]
1	9.62	11.34	10.50	11.82	11.61	11.00
2	10.81	10.31	11.40	10.67	11.78	11.13
3	13.63	13.16	12.05	13.24	12.33	13.04
4	11.20	12.75	13.67	12.90	13.33	12.51
5	14.18	12.37	13.30	12.60	13.33	14.21
6	13.69	14.18	12.95	13.70	12.77	13.40
7	15.36	13.78	12.62	13.39	13.76	14.30

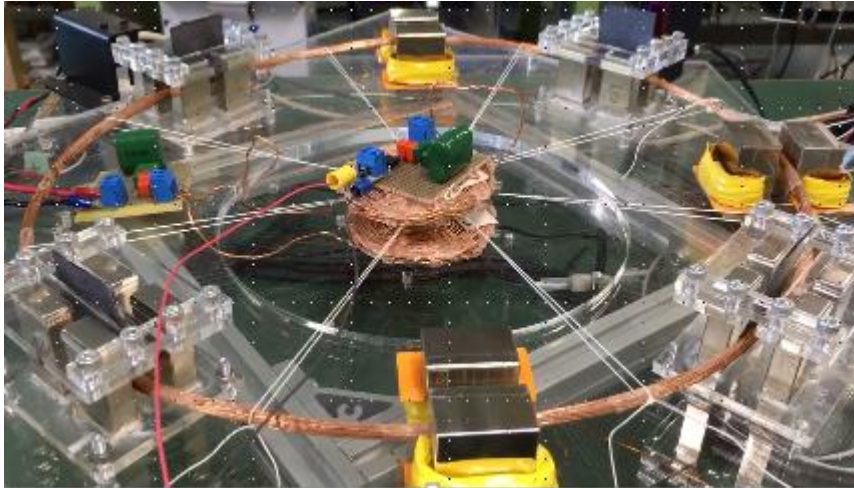


Fig. 30 受電部の浮上実験の様子

5.4 まとめ

非接触給電で得た電流と磁石の間で発生するローレンツ力を利用し、磁気浮上機構の受電部の完全非接触での浮上に成功した。磁気浮上機構の受電側コイル，受電側回路，浮上コイ

ルの独立した浮上の実現には、浮上コイルに電流が 0.8[A]以上供給する必要があること、またこの条件を満たすには、8.6[kHz], 8.0[V]の交流電圧を印加する必要があることが実験よりわかった。しかし、4.1 節に述べたように、理論式に基づいた設計では、8.6[kHz],6.0[V]の電圧を印加すれば、浮上コイルに 1.0[A]の電流が供給でき、十分な浮上力が得られると考えた。実験では、8.6[kHz],6.0[V]の電圧を印加時、理論値の半分の約 0.5[A]の電流しか供給できていない。今回、8.0[V]以上であれば十分な浮上力が見込めることがいえだが、高効率、低電力化を考慮すると、理論に基づく電圧で十分な浮上力が得ることが望ましい。改善案として、回路の再設計や非接触給電用コイルで使用するリッツ線の巻数および撚り数等の検討が挙げられる。

6 まとめ

1 章, 2 章は, 磁界共鳴方式を用い, 交流電力を非接触で給電したのち整流回路で全波整流に変換し, 浮上コイルに流れる電流と永久磁石間で発生するローレンツ力を利用することで非接触給電の受電コイル, 受電回路, 浮上コイルの浮上させる磁気浮上機構の提案を行った. 3 章では, 磁気浮上機構の設計および試作について述べた. 4 章, 5 章では, 磁気浮上機構の浮上に必要なローレンツ力および電流を理論式から求め, 非接触給電で用いる回路の試作および共振周波数の同調と磁気浮上機構の浮上の検証を行い, 浮上の実現に成功したことについて述べた.

7 章以降, 非接触給電用の送電側コイルに流れる電流がつくる磁場と受電側コイルに流れる電流がつくる磁場の干渉を利用し, 受電コイルの垂直方向の自己平衡性の実現の可能性について検討, 検証したことを報告する.

7 交流磁気浮上

提案する装置のモデルを Fig. 31 に示す．また，モデルの等価回路を Fig. 32，回路の諸元を Table 12 に示す．送電側回路に交流電圧を印加することで，受電コイルには，磁界共鳴方式により交流の電力が供給される．

送電側コイルに流れる交流電流によって生じる磁界と受電側コイルに流れる交流電流によって生じる磁界の干渉によって，コイル間の磁界が変化する．送電側コイルと受電側コイルの間で，磁界が弱めあう場合，コイルには吸引力が生じると考える．また，コイル間の磁界が強め合う場合，コイルには反発力が生じると考える．このように，コイル間の磁界の強弱を利用することで，垂直方向における非接触給電用コイルの自己平衡性の実現できると考え，その可能性について検証，検討を行った．なお，磁力の向きは，印加する交流電圧の周波数と関係していると考えられる．

7.3 節以降は，周波数 f と 2 つのコイル間で生じる磁力の方向の関係性について論じた後，解析，実験による検証とその結果を述べる．

また，3 節以降は，伝送距離 d と 2 つのコイル間で生じる磁力の大きさの関係性について論じた後，実験による検証とその結果を述べる．

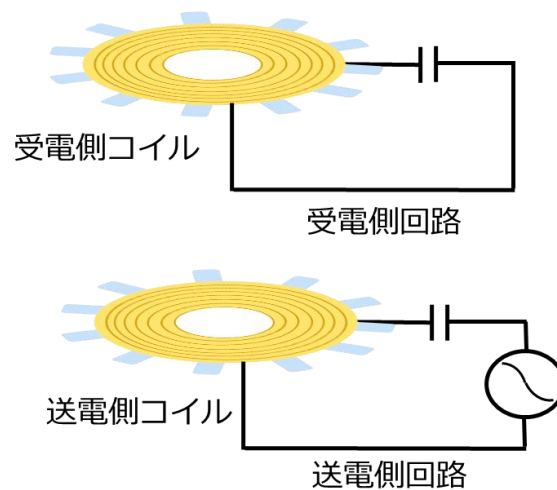


Fig. 31 交流磁気浮上機構のモデル

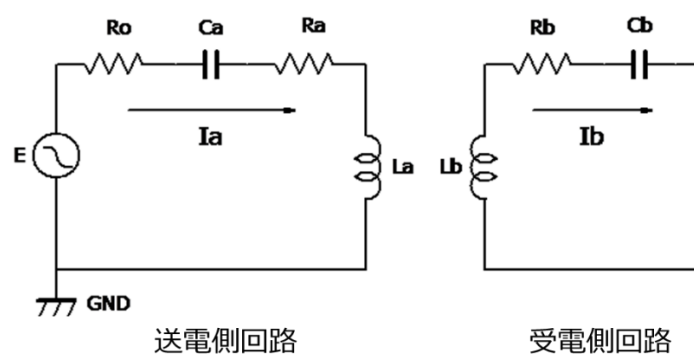


Fig. 32 交流磁気浮上機構の回路

Table 12 交流磁気浮上の回路の諸元

名称	記号
交流電圧	E
内部抵抗	R_0
送電用コンデンサ	C_a
送電側コイルのインダクタンス	L_a
送電側コイルの抵抗	R_a
送電側回路に流れる電流	I_a
受電側コイルのインダクタンス	L_b
受電側コイルの抵抗	R_b
受電用コンデンサ	C_b
受電側回路に流れる電流	I_b

7.1 T型等価回路

Fig. 32 の等価回路を T 型等価回路で表すと, Fig. 33 になる. 相互インダクタンスを M , 結合係数 k と置き, 電気学会論文誌 D 電磁結合による非接触電力伝送の原理についてを参考にして, 論文の式(6)式(7)から求めるものとする [8].

7.2 節では, T 型回路から回路方程式を導出し, 送電側コイルに流れる交流電流 $I_a(j\omega)$ と受電側コイルに流れる電流 $I_b(j\omega)$ の算出について述べる.

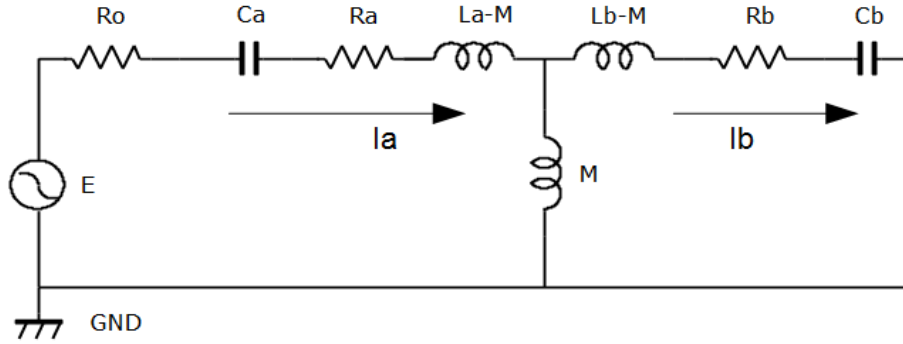


Fig. 33 T 型等価回路

7.2 回路方程式

T 型等価回路の回路方程式から，送電側コイルに流れる交流電流 $I_a(j\omega)$ と受電側コイルに流れる電流 $I_b(j\omega)$ を算出した． ω は入力周波数である．相互インダクタンス M が差動的に働くと仮定した．

$$E(t) - R_0 I_a(t) - \frac{1}{C_a} \int I_a(t) dt - R_a I_a(t) - (L_a - M) \frac{dI_a(t)}{dt} - M \frac{d(I_a(t) - I_b(t))}{dt} = 0 \quad (17)$$

$$M \frac{d(I_b(t) - I_a(t))}{dt} + (L_b - M) \frac{dI_b(t)}{dt} + R_b I_b(t) + \frac{1}{C_b} \int I_b(t) dt = 0 \quad (18)$$

式(17)，式(18)を解くと，

$$E(j\omega) = \left\{ R_0 + R_a + j \left(\omega L_a - \frac{1}{\omega C_a} \right) \right\} I_a(j\omega) - j\omega M I_b(j\omega) \quad (19)$$

$$0 = \left\{ R_b + j \left(\omega L_b - \frac{1}{\omega C_b} \right) \right\} I_b(j\omega) - j\omega M I_a(j\omega) \quad (20)$$

ここで，それぞれ

$$Z_1 = R_0 + R_a + j \left(\omega L_a - \frac{1}{\omega C_a} \right) \quad (21)$$

$$Z_2 = R_b + j \left(\omega L_b - \frac{1}{\omega C_b} \right) \quad (22)$$

と置く．

式(19)，式(20)を行列で表し，電流に解くと，式(24)になる．

$$\begin{bmatrix} Z_1 & -j\omega M \\ -j\omega M & Z_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a(j\omega) \\ I_b(j\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E(j\omega) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$\begin{bmatrix} I_a(j\omega) \\ I_b(j\omega) \end{bmatrix} = \frac{1}{Z_1 Z_2 + (\omega M)^2} \begin{bmatrix} Z_2 & j\omega M \\ j\omega M & Z_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E(j\omega) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (24)$$

ここで， $Z_1 Z_2 + (\omega M)^2 = X, Y$ を用いて表すと，式(25)，式(26)になる．

$$X = R_b(R_0 + R_a) - \left(\omega L_a - \frac{1}{\omega C_a}\right)\left(\omega L_b - \frac{1}{\omega C_b}\right) + (\omega M)^2 \quad (25)$$

$$Y = \left(\omega L_a - \frac{1}{\omega C_a}\right)R_b + \left(\omega L_b - \frac{1}{\omega C_b}\right)(R_0 + R_a) \quad (26)$$

式(24)を解くと,

送電側コイルに流れる交流電流 $I_a(j\omega)$ と受電側コイルに流れる電流 $I_b(j\omega)$ は式(27), 式(28)になる.

$$I_a(j\omega) = \frac{R_b X + \left(\omega L_b - \frac{1}{\omega C_b}\right)Y}{X^2 + Y^2} E + j \frac{\left(\omega L_b - \frac{1}{\omega C_b}\right)X - R_b Y}{X^2 + Y^2} E \quad (27)$$

$$\begin{aligned} I_b(j\omega) &= \frac{j\omega M}{X + jY} E \\ &= \frac{\omega MY}{X^2 + Y^2} E + j \frac{\omega MX}{X^2 + Y^2} E \end{aligned} \quad (28)$$

7.3 浮上原理-周波数と磁力の方向の関係-

算出した送電側コイルに流れる交流電流 $I_a(j\omega)$ と受電側コイルに流れる電流 $I_b(j\omega)$ から電流の向きを考え, その後コイル間で働く磁力の向きと周波数の関係について考えた.

まず, $C_a = C_b = C, L_a = L_b = L$ とし入力角周波数を ω と置く.

インピーダンスが最小のときに最大の電流が供給できるため, 共振角周波数 ω_0 を式(29)とする.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (29)$$

I. 入力角周波数 ω が共振角周波数 ω_0 より小さい場合

$\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) < 0$ である.

送電側コイルに流れる交流電流 $I_a(j\omega)$ の向きについて考える.

式(27)の分子の実部を解くと, 式(30)になり, 正の値をとることがいえる.

$$R_e(I_a(j\omega)) = R_b^2(R_0 + R_a) + R_b(\omega M)^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2 (R_0 + R_a) \quad (30)$$

同様に, 式(27)の分子の虚部を解くと, 式(31)になる.

$$I_m(I_a(j\omega)) = \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \left\{ (\omega M)^2 - R_b^2 - \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2 \right\} \quad (31)$$

このとき,

$(\omega M)^2 > R_b^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2$ であれば, $I_m(I_a(j\omega))$ は負の値をとる.

$(\omega M)^2 < R_b^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2$ であれば, $I_m(I_a(j\omega))$ は正の値をとる.

次に, 受電側コイルに流れる電流 $I_b(j\omega)$ の向きについて考える.

式(28)の分子の実部について解くと, 式(32)となる. このとき, $R_e(I_b(j\omega))$ は, 負の値をとる.

$$R_e(I_b(j\omega)) = \omega M \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) (R_0 + R_a + R_b) \quad (32)$$

同様に, 式(28)の分子の虚部を解くと, 式(33)となる.

$$I_m(I_b(j\omega)) = \omega M \left\{ R_b(R_0 + R_a) - \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2 + (\omega M)^2 \right\} \quad (33)$$

このとき,

$R_b(R_0 + R_a) + (\omega M)^2 > \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2$ であれば, $I_m(I_b(j\omega))$ は正の値をとる.

$R_b(R_0 + R_a) + (\omega M)^2 < \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2$ であれば, $I_m(I_b(j\omega))$ は負の値をとる.

従って, Fig. 34 に示すように, 入力角周波数が共振角周波数よりも小さいとき, 送電側コイルに流れる交流電流 $I_a(j\omega)$ と受電側コイルに流れる電流 $I_b(j\omega)$ は逆方向であると考えられる. このとき, Fig. 35 に示すように, 送電側コイルと受電側コイルの間では, 磁場が強め合うため, 反発力が生じると考えられる.

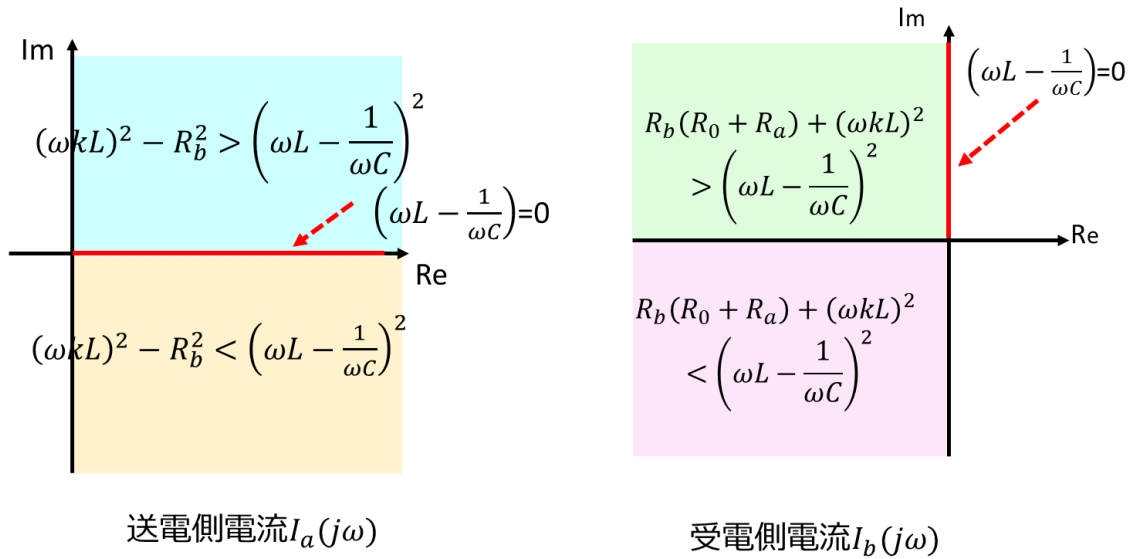


Fig. 34 入力角周波数が共振角周波数より小さい場合

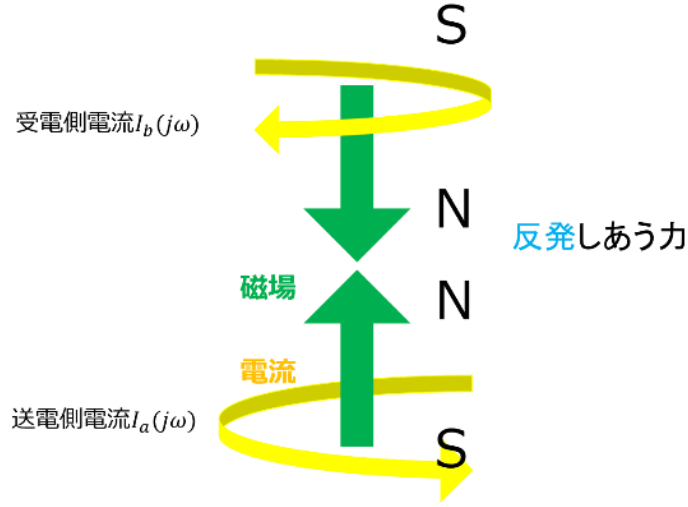


Fig. 35 非接触給電用コイル間で生じる反発力

II. 入力角周波数 ω が共振周波数 ω_0 より大きい場合

$\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) > 0$ である.

送電側コイルに流れる交流電流 $I_a(j\omega)$ の向きについて考える.

式(27)の分子の実部を解くと, 式(34)になり, 正の値をとることがいえる.

$$R_e(I_a(j\omega)) = R_b^2(R_0 + R_a) + R_b(\omega M)^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2 (R_0 + R_a) \quad (34)$$

同様に, 式(27)の分子の虚部を解くと, 式(35)になる.

$$I_m(I_a(j\omega)) = \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \left\{ (\omega M)^2 - R_b^2 - \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2 \right\} \quad (35)$$

このとき,

$(\omega M)^2 > R_b^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2$ であれば, $I_m(I_a(j\omega))$ は正の値をとる.

$(\omega M)^2 < R_b^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2$ であれば, $I_m(I_a(j\omega))$ は負の値をとる.

次に, 受電側コイルに流れる電流 $I_b(j\omega)$ の向きについて考える.

式(28)の分子の実部について解くと, 式(36)となる. このとき, $R_e(I_b(j\omega))$ は, 正の値をとる.

$$R_e(I_b(j\omega)) = \omega M \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) (R_0 + R_a + R_b) \quad (36)$$

同様に, 式(28)の分子の虚部を解くと, 式(37)となる.

$$I_m(I_b(j\omega)) = \omega M \left\{ R_b(R_0 + R_a) - \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2 + (\omega M)^2 \right\} \quad (37)$$

このとき、

$R_b(R_0 + R_a) + (\omega M)^2 > \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2$ であれば、 $I_m(I_b(j\omega))$ は正の値をとる。

$R_b(R_0 + R_a) + (\omega M)^2 < \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2$ であれば、 $I_m(I_b(j\omega))$ は負の値をとる。

従って、Fig. 36 に示すように、入力角周波数が共振角周波数よりも大きいとき、送電側コイルに流れる交流電流 $I_a(j\omega)$ と受電側コイルに流れる電流 $I_b(j\omega)$ は同方向であると考えられる。このとき、Fig. 37 に示すように、磁場は送電側コイルと受電側コイルの間で、磁界が弱めあうため吸引力が生じると考えられる。

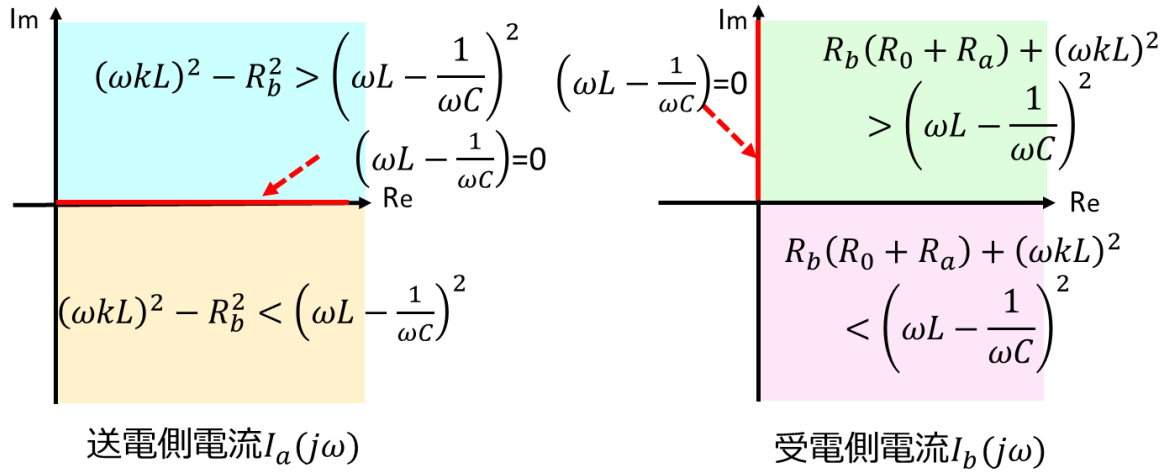


Fig. 36 入力角周波数が共振角周波数より大きい場合

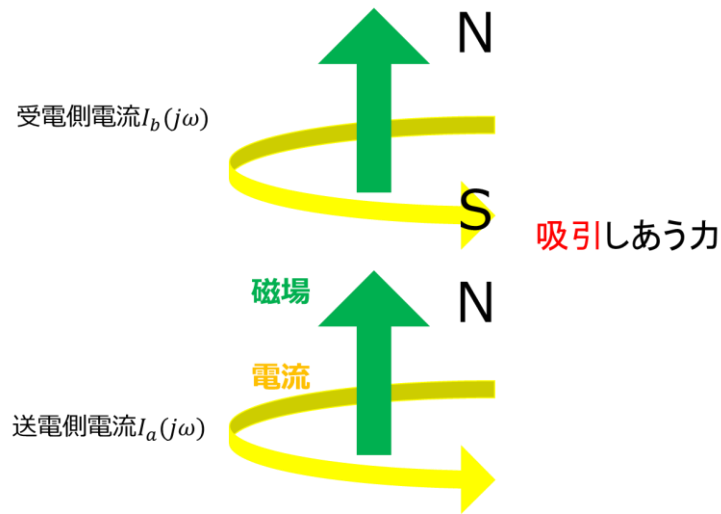


Fig. 37 非接触給電用コイル間で生じる吸引力

III. 入力周波数 f が共振周波数 f_0 の場合

入力周波数が共振周波数と一致した場合、 $\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) = 0$ となるため、Fig. 36 の赤線が示すように、送電側コイルに流れる送電側電流 $I_a(j\omega)$ と受電側コイルに流れる電流 $I_b(j\omega)$ の位相差は90度となり、送電側コイルと受電側コイル間では力が生じないと考えられる。

7.4 解析モデル

送電側コイルに流れる交流電流 $I_a(j\omega)$ と受電側コイルに流れる電流 $I_b(j\omega)$ の向きを、Matlabを使用し、後退オイラー法による解析をした。

シミュレーションで用いた回路のモデルを Fig. 38 に示す。また、解析で使用したパラメータを Table 13 に示す。送電側コイルと受電側コイルの空隙は5[mm]と一定にした。またそのときの結合係数 k は、Table 8 に基づいて0.7とした。解析は、入力する交流電圧の周波数を、2.0[kHz]から20.0[kHz]まで2.0[kHz]毎とした。共振周波数 $f_0 = 8.6[\text{kHz}]$ とした。

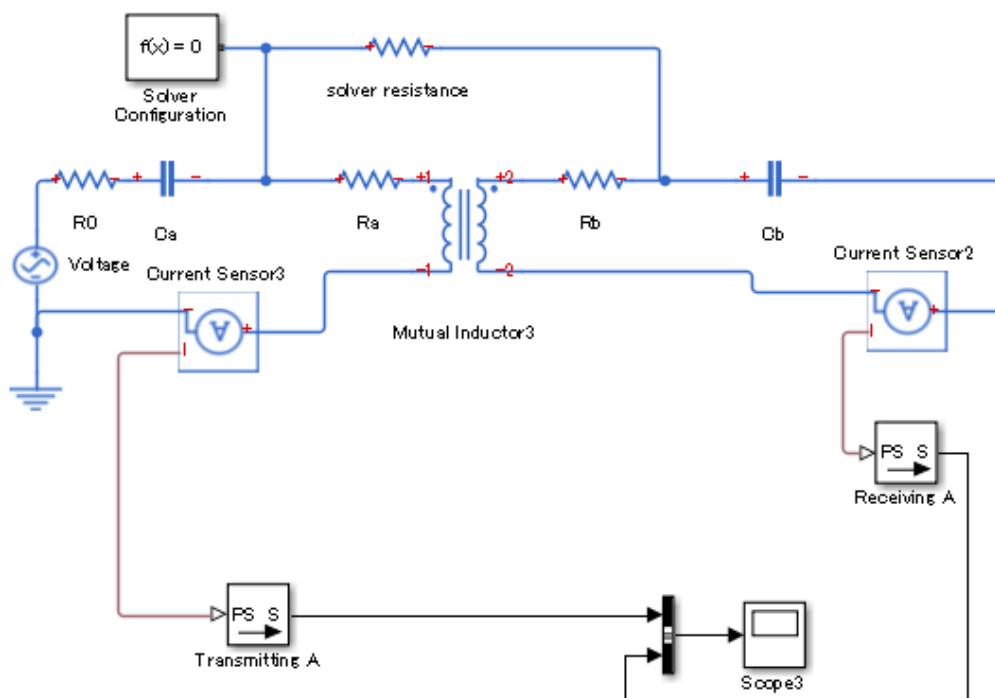


Fig. 38 解析で用いた回路モデル

Table 13 解析で使ったパラメータ

モデル	数値
Voltage	8.0[V]
R0	0.35[Ω]
Ca	3.0[μF]
Ra	0.35[Ω]
Mutual Indactor3	112.5[μH]
Rb	0.35[Ω]
Solver resistance	0.1[Ω]
Cb	3.03[μF]

7.5 解析結果

各周波数による解析結果を示す。赤色を送電側電流、黄色を受電側電流とする。各解析において、送電側電流と受電側電流の向きは7.3節で述べた内容と同じ結果が得られた。

I. 入力周波数 f が共振周波数 f_0 より小さい場合

入力周波数が、2.0[kHz]及び4.0[kHz]の場合、Fig. 39, Fig. 40に示すように、送電側コイル間と受電側コイルが共鳴の役割を果たさず、ほぼ受電側電流が供給できていないことがわ

かった。

また、入力周波数が、6.0[kHz]及び8.0[kHz]の場合、Fig. 41, Fig. 42 に示すように送電側電流と受電側電流の位相差が 180 度生じており、共振周波数に近づくと、送電側電流に比べ受電側電流の振幅が大きくなることがわかった。

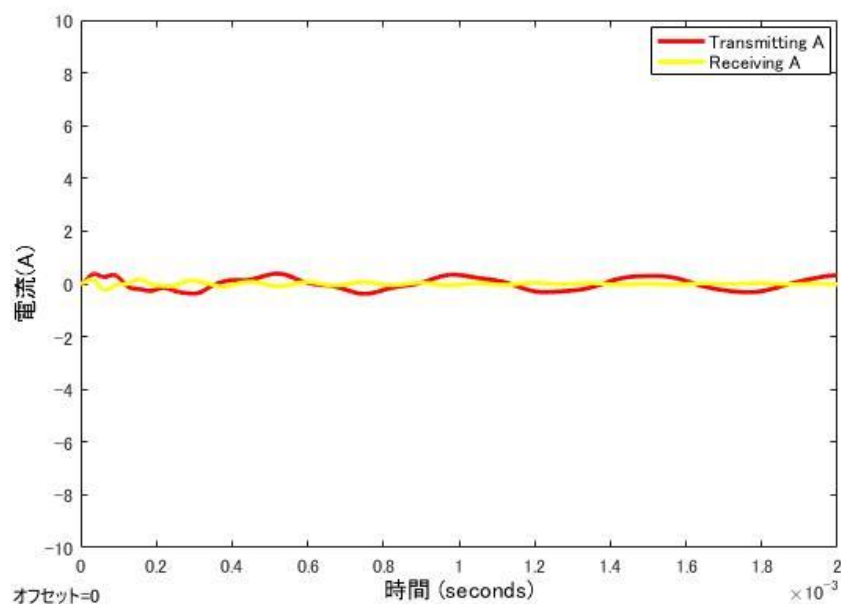


Fig. 39 入力周波数 $f=2.0$ [kHz]ときの解析結果

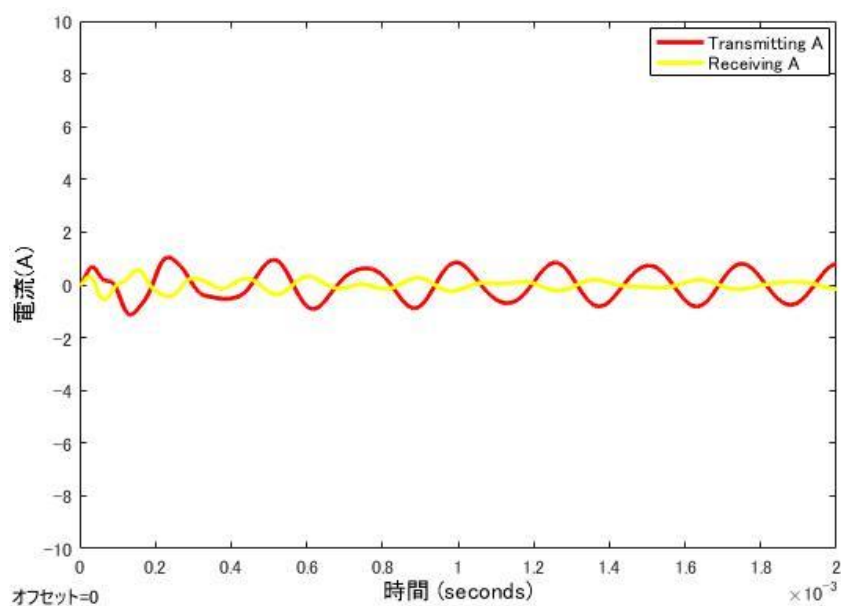


Fig. 40 入力周波数 $f=4.0$ [kHz]ときの解析結果

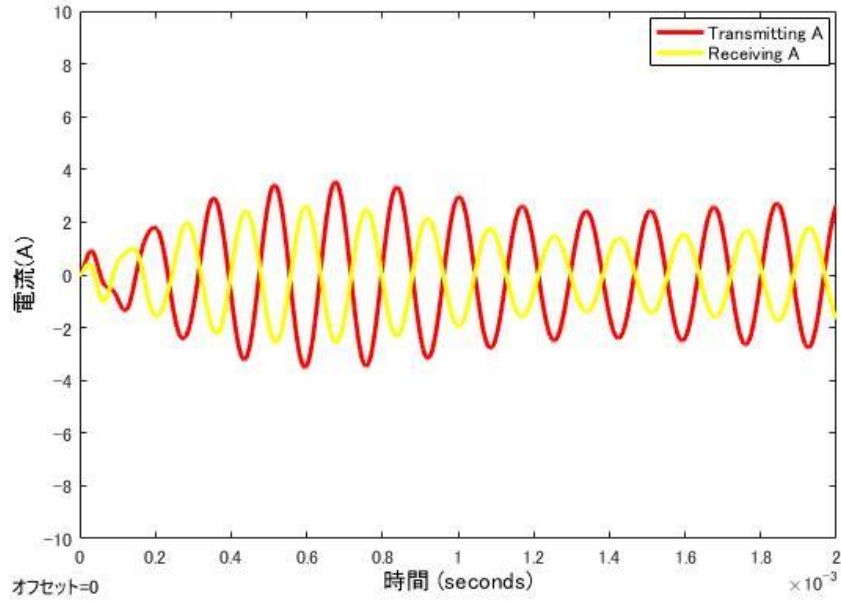


Fig. 41 入力周波数 $f=6.0$ [kHz]ときの解析結果

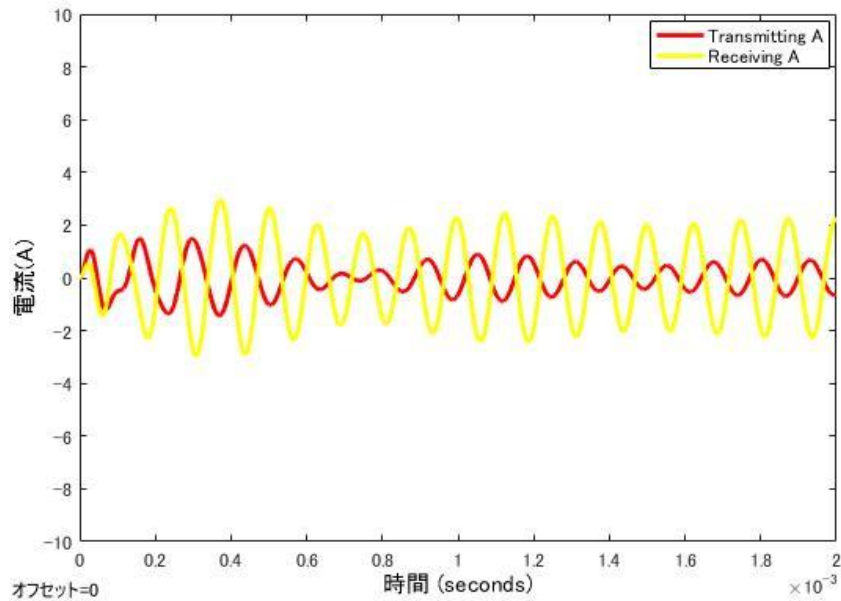


Fig. 42 入力周波数 $f=8.0$ [kHz]ときの解析結果

II. 入力周波数 f が共振周波数 f_0 より大きい場合

入力周波数が 10.0[kHz]から 20.0[kHz]まで 2.0[kHz]毎に解析を行った結果を Fig. 43, Fig. 44, Fig. 45, Fig. 46, Fig. 47 に示す. 送電側電流と受電側電流の位相差は生じず, 同方向に電流が供給できることがわかった. また, 入力周波数が 10.0[kHz]の場合, 送電側電流に比べ, 受電側電流の振幅が大きい, 入力周波数が 12.0[kHz], 14.0[kHz], 16.0[kHz], 18.0[kHz], 20.0[kHz]の場合, 送電側電流と受電側電流の振幅がほぼ一致することがわか

った。更に，入力周波数が，16.0[kHz]までは周波数が 2.0[kHz]増加に比例して，電流の振幅が 2.0[A]増加する傾向があることがわかった。

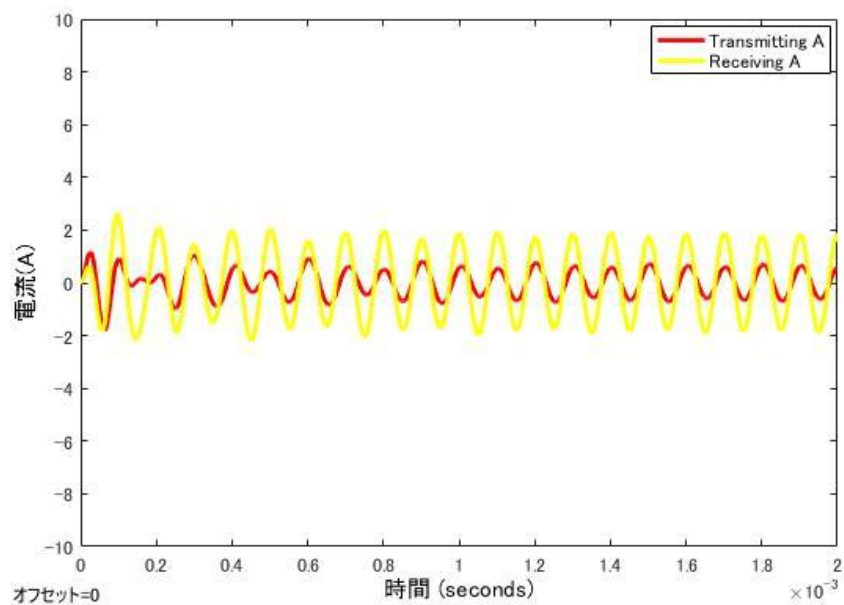


Fig. 43 入力周波数 $f=10.0$ [kHz]ときの解析結果

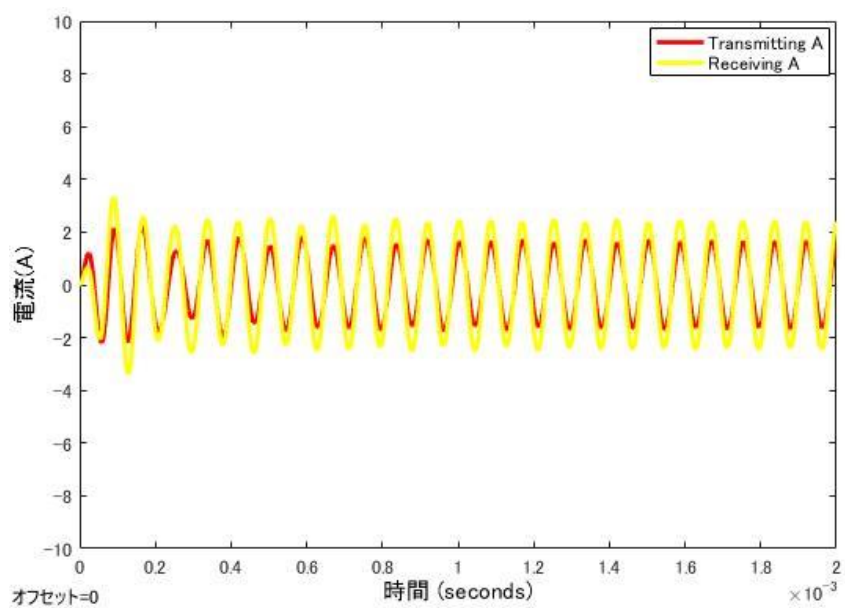


Fig. 44 入力周波数 $f=12.0$ [kHz]ときの解析結果

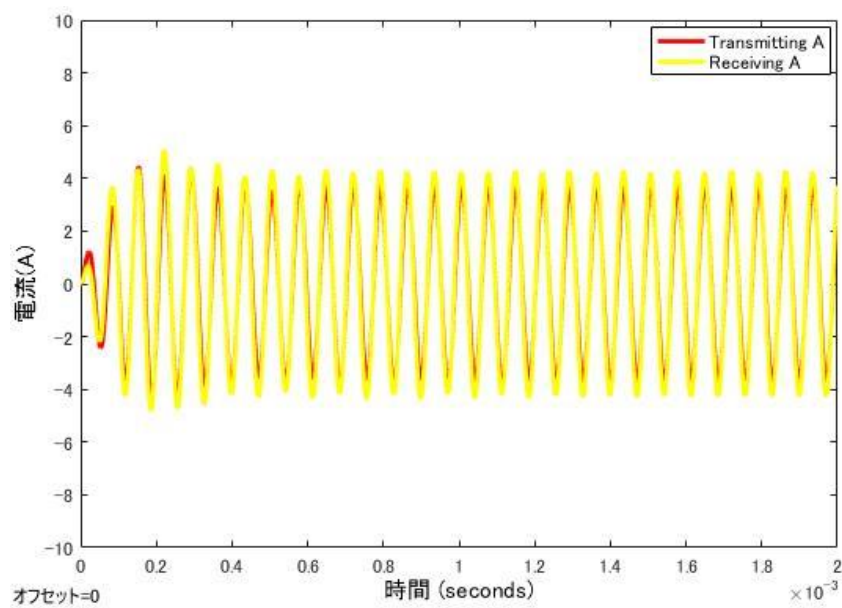


Fig. 45 入力周波数 $f=14.0$ [kHz]ときの解析結果

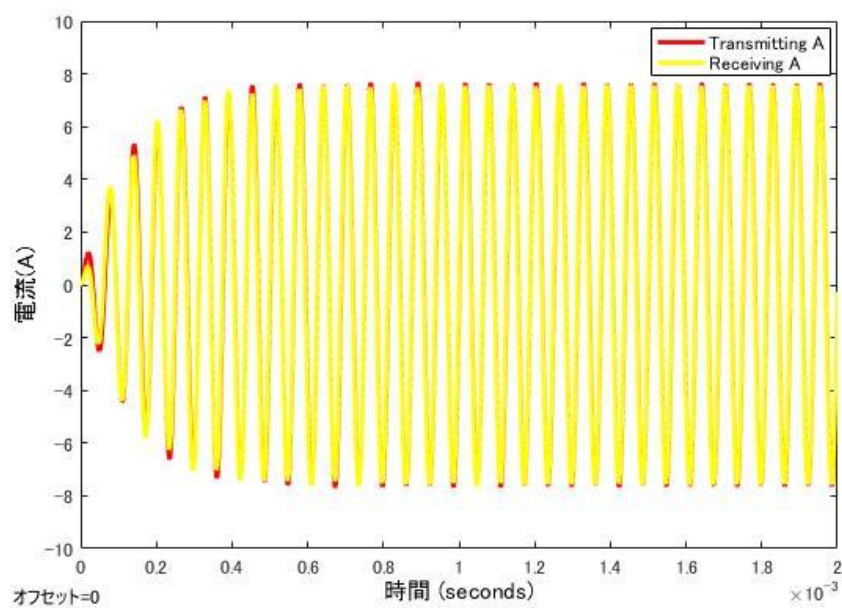


Fig. 46 入力周波数 $f=16.0$ [kHz]ときの解析結果

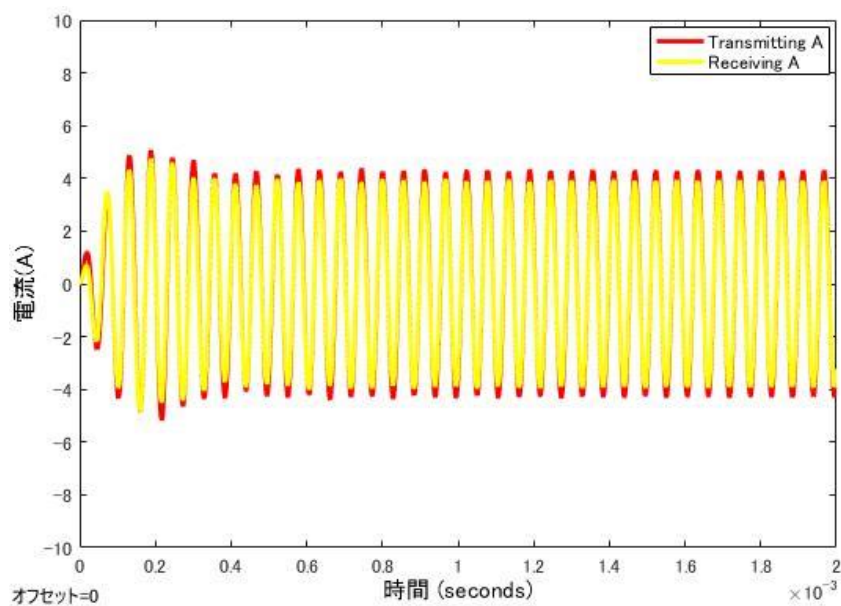


Fig. 47 入力周波数 $f=18.0$ [kHz]ときの解析結果

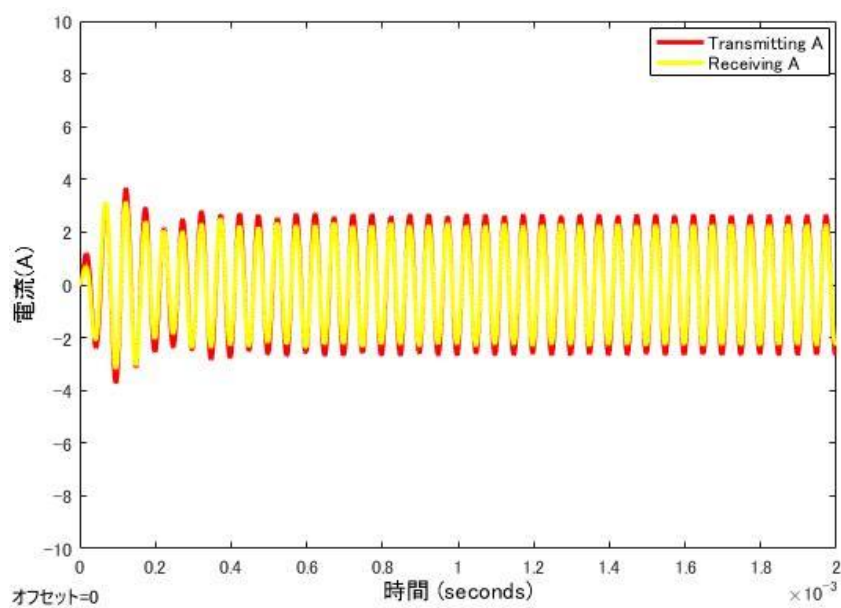


Fig. 48 入力周波数 $f=20.0$ [kHz]ときの解析結果

III. 入力周波数 f が共振周波数 f_0 の場合

送電側電流と受電側電流の位相差は約 90 度生じていることがわかった。また振幅は、送電側電流と比べ受電側電流の方が大きいことがわかった。

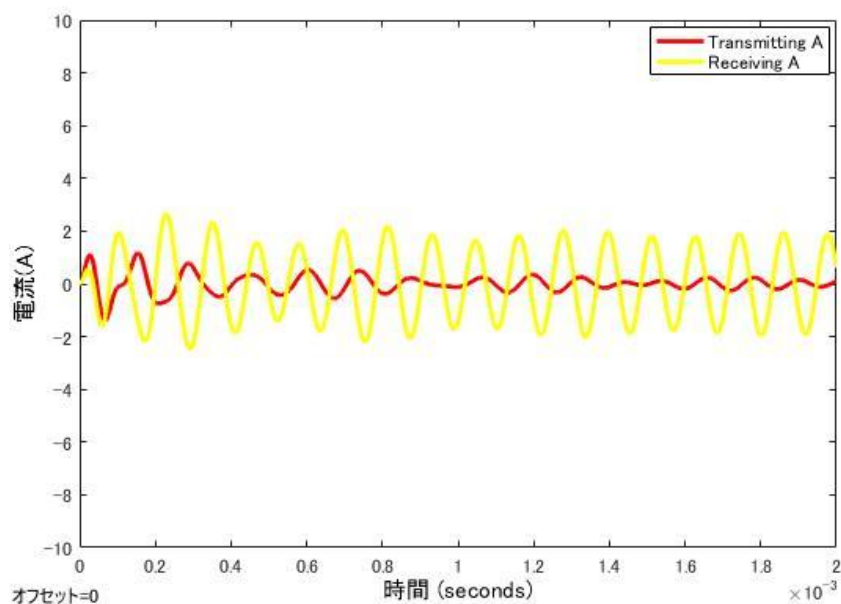


Fig. 49 Fig. 50 入力周波数 f が共振周波数 f_0 ときの解析結果

7.6 実験

送電側コイルに流れる送電側電流 I_a と受電側コイルに流れる受電側電流 I_b 大きさと向きの測定実験を行った．実験装置の回路図を Fig. 51，試作回路を Fig. 52 に示す．また，回路の諸元を Fig. 51 に示す．伝送距離は 5[mm]と一定とした．印加した交流電圧の周波数は，2.0[kHz]から 20[kHz]まで 2.0[kHz]毎に変化させた．送電側電流 I_a と受電側電流 I_b の大きさは，送電側回路と受電側回路にセメント抵抗 0.1[Ω],10[W]を取り付け，その両端をオシロスコープで電圧を測定した後，抵抗で割った値とする．また，送電側電流 I_a と受電側電流 I_b の位相は，各回路にかかる電圧の位相とほぼ同値であることが解析からわかっているため，オシロスコープで測定した電圧の位相を各電流の位相とみなした．測定後，Fig. 53 が示すように，送電側コイルと受電側コイルを糸で吊り下げ，2つのコイル間で吸引力又は反発力が生じるか検証した．

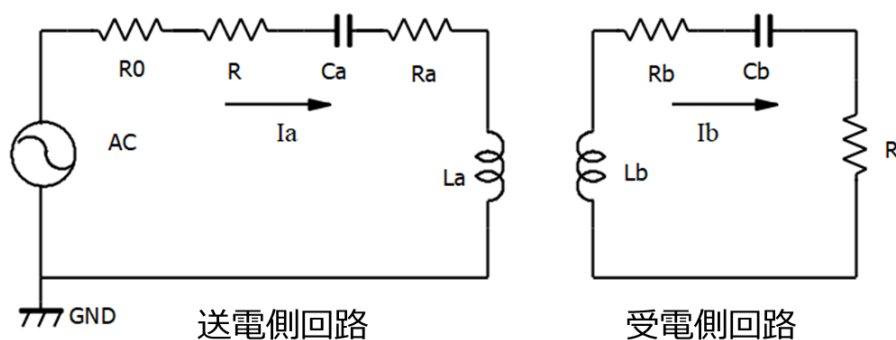


Fig. 51 セメント抵抗を含む測定用実験装置の回路図

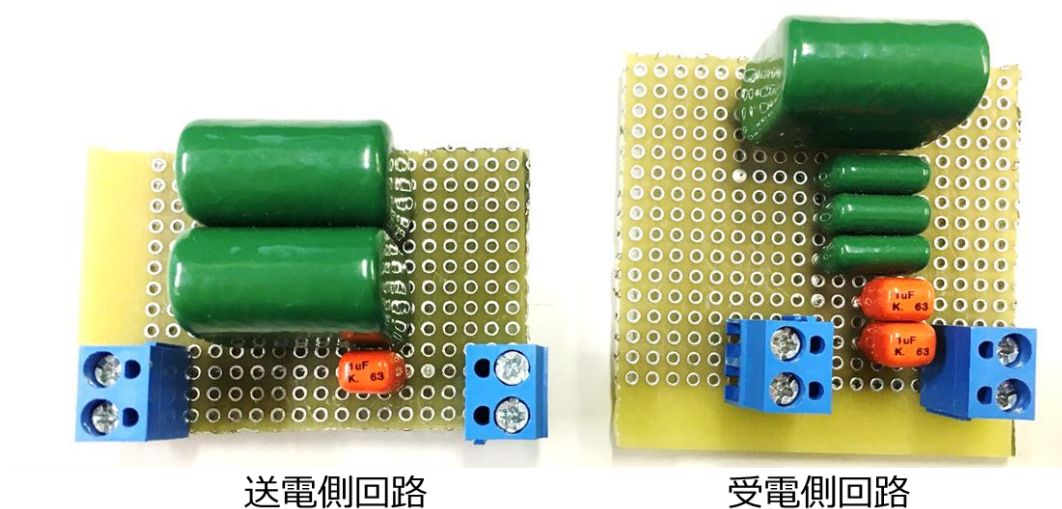


Fig. 52 交流磁気浮上の実験用回路

Table 14 測定用実験装置の回路の諸元

名称	記号	値
交流電圧	AC	8.0[V]
内部抵抗	R_0	0.35[Ω]
送電用コンデンサ	C_a	3.0[μF]
送電側コイルのインダクタンス	L_a	112.5[μH]
送電側コイルの抵抗	R_a	0.35[Ω]
送電側回路に流れる電流	I_a	-
受電側コイルのインダクタンス	L_b	112.5[μH]
受電側コイルの抵抗	R_b	0.35[Ω]
受電用コンデンサ	C_b	3.03[μF]
受電側回路に流れる電流	I_b	-
測定用セメント抵抗	R	0.1[Ω] 10[W]

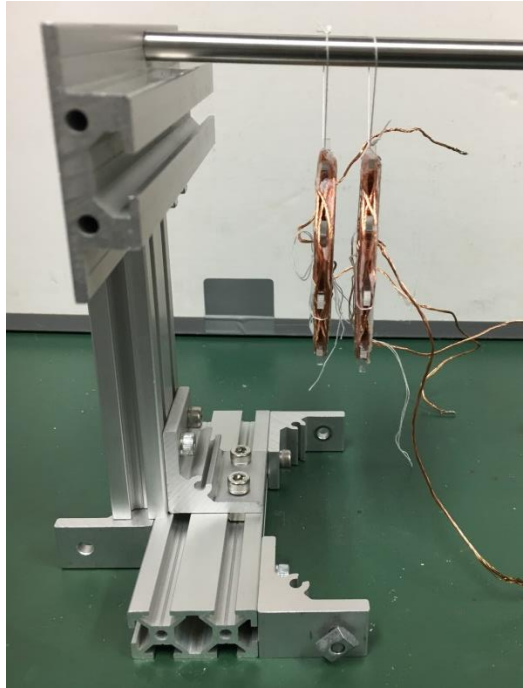


Fig. 53 交流磁気浮上の簡易実験

7.7 実験結果

送電側回路で用いたセメント抵抗の最大電圧，最小電圧，実効値を Table 15 に示す．受電側回路で用いたセメント抵抗の最大電圧，最小電圧，実効値を Table 16 に示す．また，各回路に流れる電流値を Table 17，Table 18 に示す．

各周波数における送電側電圧と受電側電圧の波形を測定した．測定結果を Fig. 54 から Fig. 64 に示す．赤色は送電側回路のセメント抵抗の電圧を測定，黄色は受電側回路のセメント抵抗の電圧の測定結果を示す．横軸は時間50.0[μ s/div]，縦軸は電圧200.0[mV/div]とした．

Fig. 54, Fig. 55 が示すように，入力周波数が 2.0[kHz]と 4.0[kHz]の場合，送電側コイルから受電側コイルに電力がほぼ伝送されていないことがわかった．また，Fig. 56, Fig. 57 が示すように入力周波数が 6.0[kHz], 8.0[kHz]の場合，送電側回路の電圧と受電側回路の電圧の位相差は約 180 度生じていることがわかった．入力周波数が共振周波数より大きい場合，Fig. 58 から Fig. 63 が示すように，送電側回路の電圧と受電側回路の位相差は生じず，またその振幅もほぼ一致箇所があることがわかった．入力周波数が共振周波数と一致しているとき，Fig. 64 が示すように，位相差は約 90 度生じていることがわかった．

送電コイルと受電コイルを吊り下げて，磁力が生じるかを検証した実験では，8.0[kHz]ときに，最も吸引力が生じ，12[kHz]ときに最も反発力が生じていることが確認できた．8.6[kHz]ときは，コイルは静止状態であった．その他の周波数でも，コイル間の吸引力または反発力が生じていることが確認できたが非常に小さく，磁力の大きさとコイルの移動量の測定ができなかった．

そのため、測定した電流値をもとに、各周波数で発生するローレンツ力の大きさとコイルの移動量を算出した。ローレンツ力の大きさは電磁界解析ソフトを利用して算出し、その結果は次節で述べる。また、コイルの移動量は、算出したローレンツ力を用いて計算より求めるものとして、7.10 節に述べる。

Table 15 送電側回路で用いたセメント抵抗の測定電圧

周波数[kHz]	最大電圧[V]	最小電圧[V]	実効値[V]
2	0.031	0.038	0.0132
4	0.05	-0.05	0.0292
6	0.106	-0.119	0.0727
8	0.106	-0.106	0.0687
10	0.10	-0.088	0.0577
12	0.263	-0.263	0.1782
14	0.125	-0.131	0.0855
16	0.081	-0.88	0.0555
18	0.063	-0.069	0.0426
20	0.056	-0.056	0.0344
8.6	0.056	-0.063	0.034

Table 16 受電側回路で用いたセメント抵抗の測定電圧

周波数[kHz]	最大電圧[V]	最小電圧[V]	実効値[V]
2	0.013	-0.025	0.0074
4	0.019	-0.031	0.0072
6	0.05	-0.056	0.0293
8	0.163	0.175	0.1129
10	0.156	-0.175	0.1129
12	0.263	-0.269	0.1797
14	0.10	-0.106	0.066
16	0.056	-0.059	0.0373
18	0.038	-0.05	0.0264
20	0.031	-0.044	0.0203
8.6	0.138	-0.144	0.0925

Table 17 送電側回路に流れる電流

周波数[kHz]	最大電流[A]	最小電流[A]	実効値[A]
2	0.31	0.38	0.132
4	0.5	-0.5	0.292
6	1.06	-1.19	0.727
8	1.06	-1.06	0.687
10	1.0	-0.88	0.577
12	2.63	-2.63	1.782
14	1.25	-1.31	0.855
16	0.81	-0.88	0.555
18	0.63	-0.69	0.426
20	0.56	-0.56	0.344
8.6	0.56	-0.63	0.34

Table 18 受電側回路に流れる電流

周波数[kHz]	最大電流[A]	最小電流[A]	実効値[A]
2	0.13	-0.25	0.074
4	0.19	-0.31	0.072
6	0.5	-0.56	0.293
8	1.63	1.75	1.129
10	1.56	-1.75	1.129
12	2.63	-2.69	1.797
14	1.0	-1.06	0.66
16	0.56	-0.59	0.373
18	0.38	-0.5	0.264
20	0.31	-0.44	0.203
8.6	1.38	-1.44	0.925

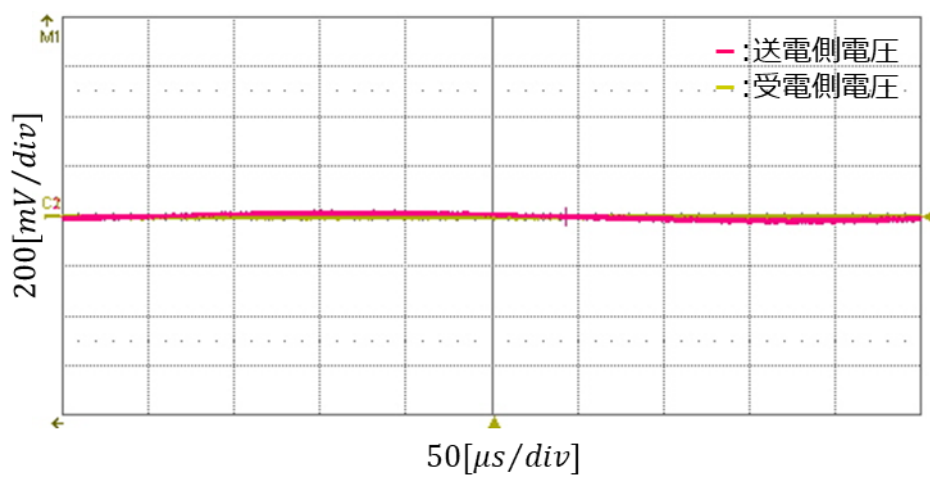


Fig. 54 入力周波数が 2.0[kHz]の電圧測定結果

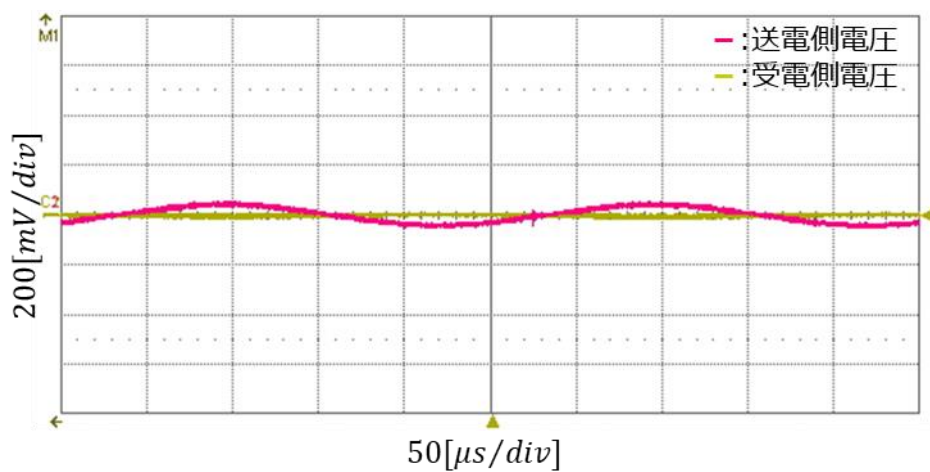


Fig. 55 入力周波数が 4.0[kHz]の電圧測定結果

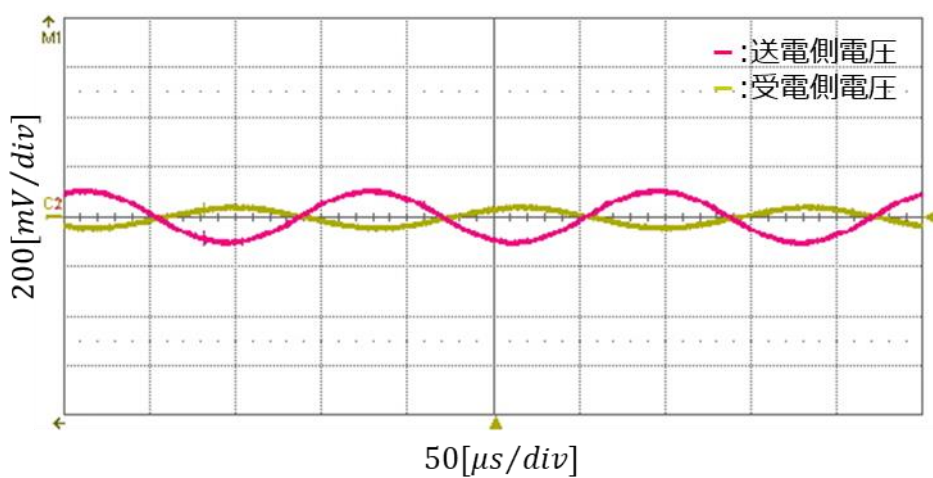


Fig. 56 入力周波数が 6.0[kHz]の電圧測定結果

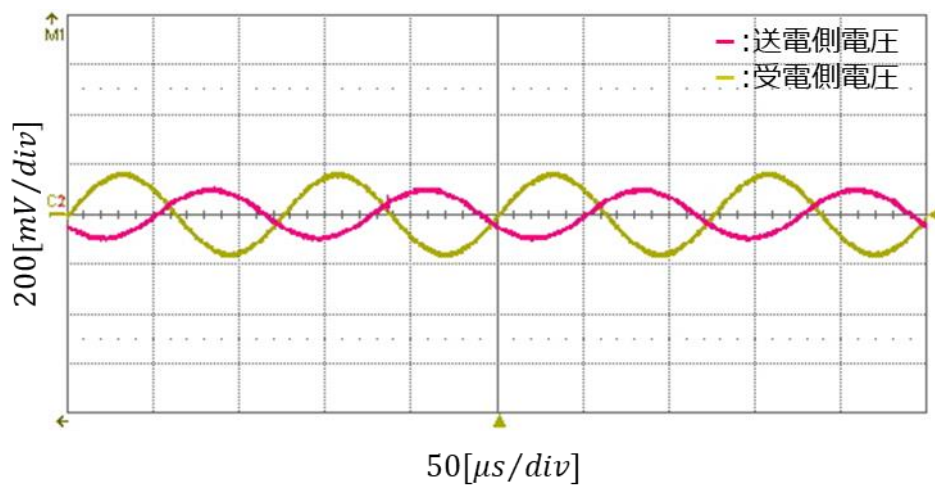


Fig. 57 入力周波数が 8.0[kHz]の電圧測定結果

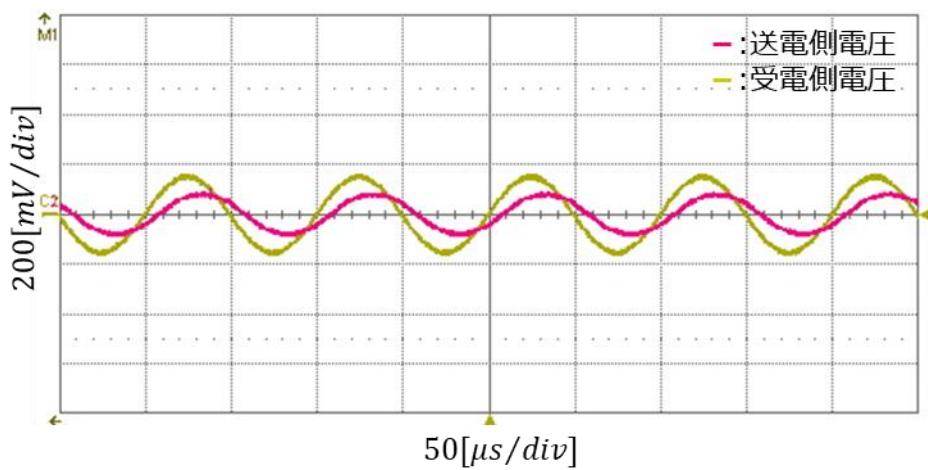


Fig. 58 入力周波数が 10.0[kHz]の電圧測定結果

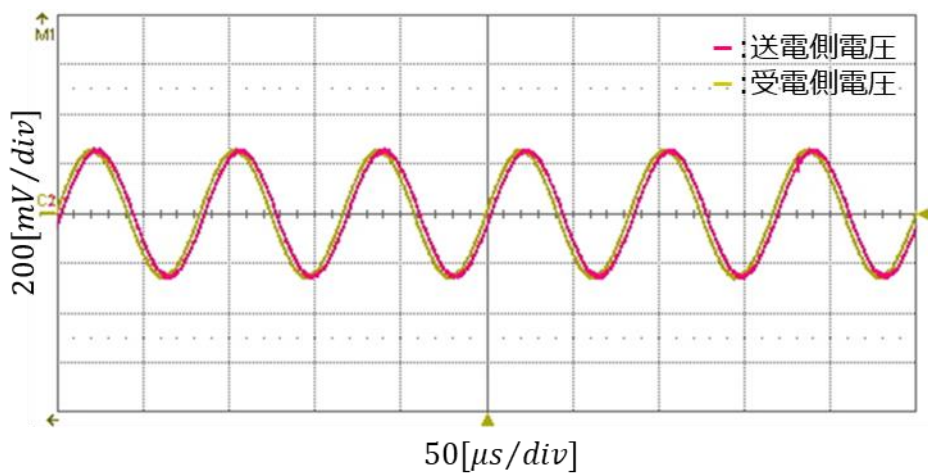


Fig. 59 入力周波数が 12.0[kHz]の電圧測定結果

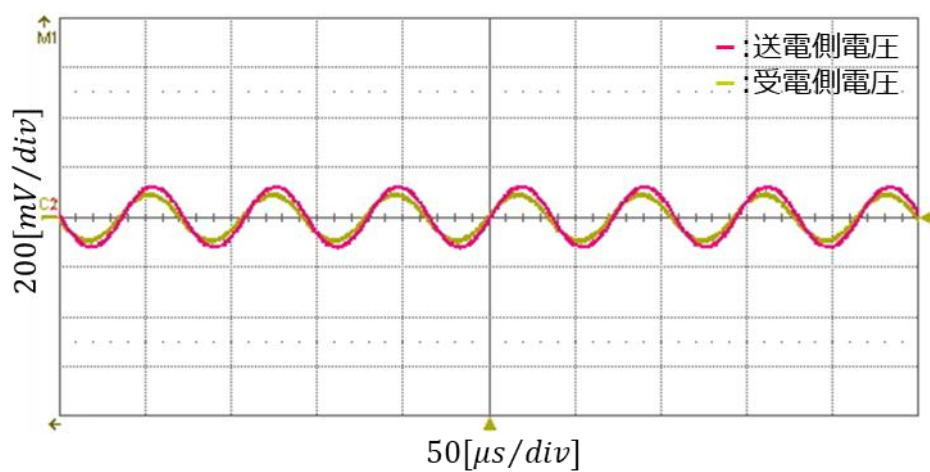


Fig. 60 入力周波数が 14.0[kHz]の電圧測定結果

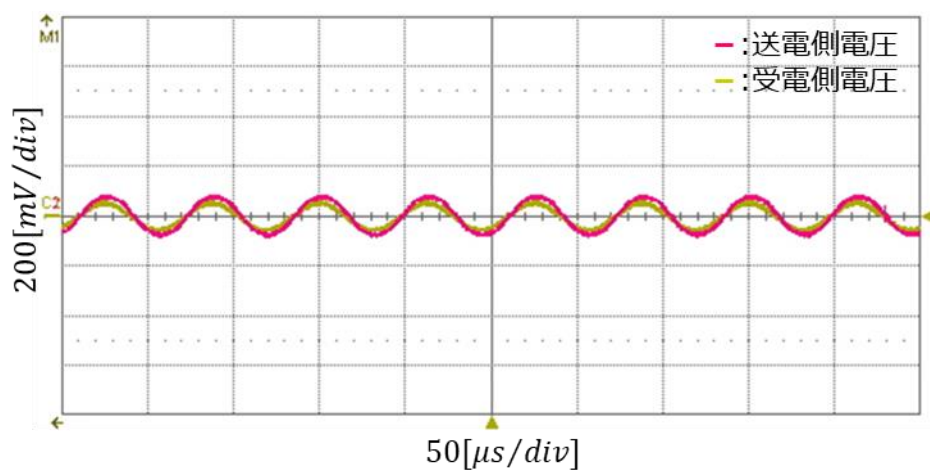


Fig. 61 入力周波数が 16.0[kHz]の電圧測定結果

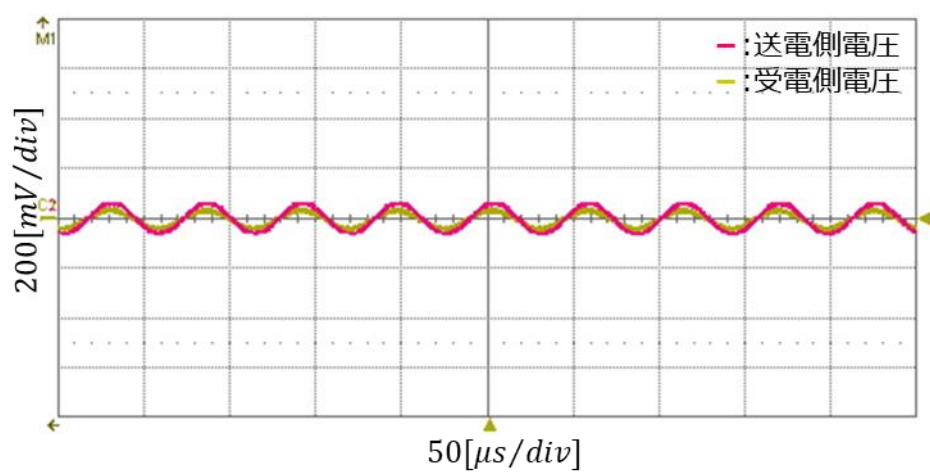


Fig. 62 入力周波数が 18.0[kHz]の電圧測定結果

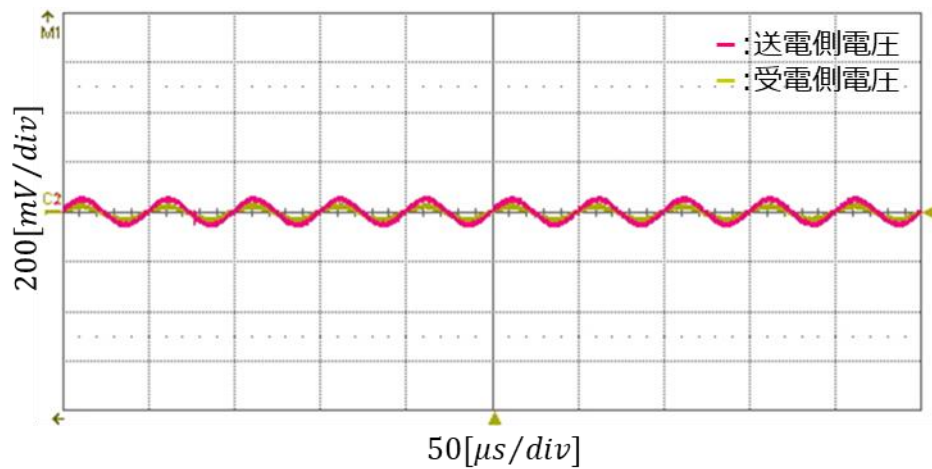


Fig. 63 入力周波数が 20.0[kHz]の電圧測定結果

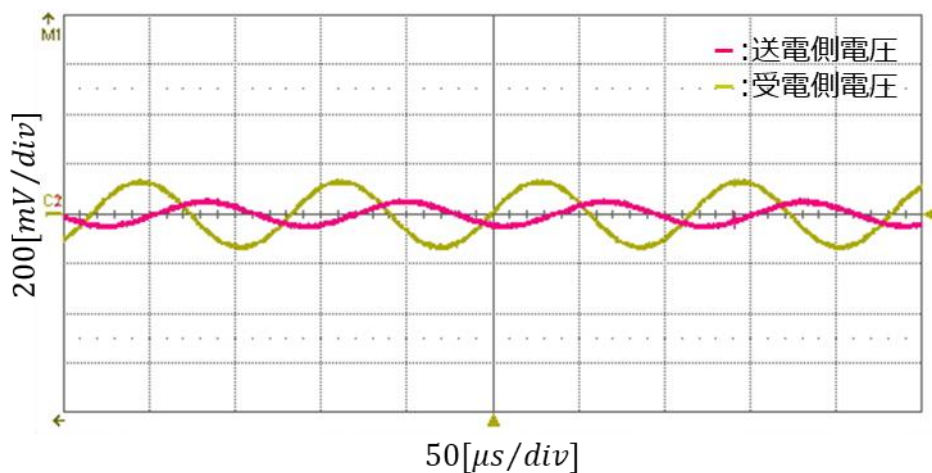


Fig. 64 入力周波数が 8.6[kHz]の電圧測定結果

7.8 コイル間で働くローレンツ力の算出

受電側コイルに働くローレンツ力の大きさについて JMAG を用いた周波数解析した。解析に使用したモデルは、Fig. 65 に示す。解析条件を Table 19 に示す。送受電側コイルに働くローレンツ力 z 成分の大きさの解析結果を Table 20 に示す。ローレンツ力は、(x,y,z)成分にわけられたが、(x,y)成分は、z 成分と比べて、微小なため、コイルに働く力は、0 と近似した。結果から、共振周波数 8.6[kHz]ときにコイルに働くローレンツ力が最も小さいことがわかった。また、入力周波数と共振周波数の差が大きくなると、コイルに働くローレンツ力が小さくなることがわかった。

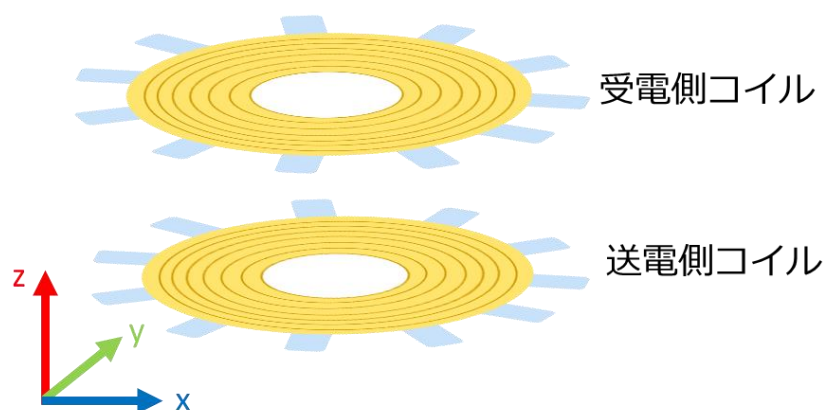


Fig. 65 解析用モデル

Table 19 周波数解析

条件	数値
周波数	範囲：2.0[kHz]から 20[kHz] 2.0[kHz]毎 周波数刻み
電流の振幅	送受電回路の測定電流の最大値
伝送距離	5[mm]一定 8.0[kHz]までは、送電側コイルは 0° 受電側コイルは 180°
位相	8.6[kHz]とき、送電側コイルは 0° 受電側コイルは 90° 10[kHz]以降、送電側コイルは 0° 受電側コイルは 0°

Table 20 各周波数におけるローレンツ力の解析結果

周波数[kHz]	送電側コイル[N]	受電側コイル[N]
2	8.54×10^{-5}	8.79×10^{-5}
4	2.01×10^{-4}	2.07×10^{-4}
6	1.13×10^{-3}	1.16×10^{-3}
8	3.75×10^{-3}	3.74×10^{-3}
10	3.44×10^{-3}	3.45×10^{-3}
12	1.53×10^{-2}	1.53×10^{-2}
14	2.78×10^{-3}	2.75×10^{-3}
16	1.01×10^{-3}	9.98×10^{-4}
18	5.35×10^{-4}	5.26×10^{-4}
20	3.89×10^{-4}	3.82×10^{-4}
8.6	8.96×10^{-6}	3.16×10^{-5}

7.10 コイルの移動量の算出

コイル間で働く磁力によって、コイルが移動した量を計算式より求めた。算出に用いた簡略図は、Fig. 66 に示す。図で用いた黄色の丸は、コイルを示す。コイルを吊り下げた糸の長さを l [mm]、コイルの質量を m [g]、糸と鉛直線のなす角度を θ [rad] とした。また、コイルに働くローレンツ力を F [N] と置き、算出するコイルの移動量を、 x [mm] とした。コイルに働く力と重力の間には、式(38)が成り立つ。今回、微小振動のため、 $\sin\theta = \theta$ に近似した。移動量 $x = \theta l$ の関係が成り立つので、 θ [rad] は、式(39)のように表した。従って、式(38)と式(39)を用いると、コイルの移動量 x は、式(40)が成立し、算出することができる。

使用した実験装の概略図を Fig. 67 に示す。Fig. 67 からわかるように、コイルを吊るした糸は 1 点で支えているのではなく、2 点で支えた。今回、式(40)を使用するために、支点を 1 点に置き換えて考えることにした。なお、2 点間の距離は 45[mm] であった。まず、Fig. 68 が示すように、コイルと支点の糸の長さは、37.5[mm] とわかった。また、糸とコイルの最下点の位置との角度 γ は、式(41)より 36.86° と求められた。そのため、糸と最下点の位置との距離支点を l [mm] として、

式(42)から算出すると、30.0[mm] とわかったため、今回この値を利用して、コイルの移動量を算出した。結果を、Table 21 に示す。

$$F = -mgsin\theta \quad (38)$$

$$\theta = \frac{x}{l} \quad (39)$$

$$x = \frac{l}{mg} F \quad (40)$$

$$\gamma = \sin^{-1} \frac{22.5}{37.5} \quad (41)$$

$$l = 37.5 \cos \gamma \quad (42)$$

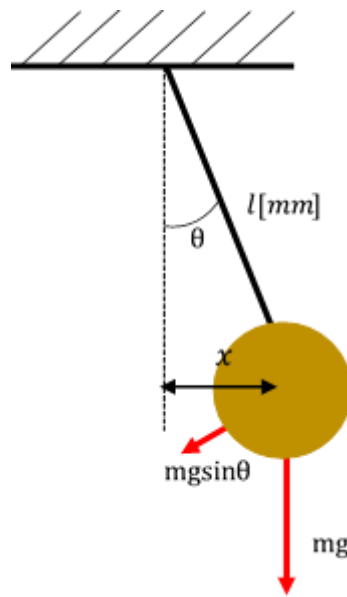


Fig. 66 移動量算出に用いた間略図

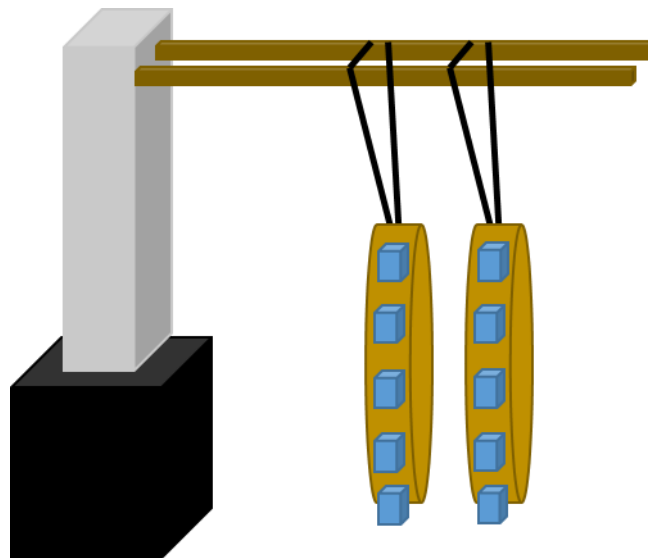


Fig. 67 交流磁気浮上の実験装置の簡略図

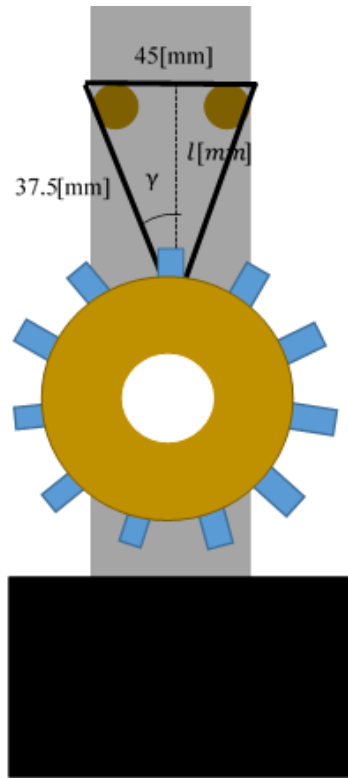


Fig. 68 交流磁気浮上の実験装置の正面の簡略図

Table 21 コイルの移動量

周波数[kHz]	送電側コイル[mm]	受電側コイル[mm]
2	6.03×10^{-3}	6.09×10^{-3}
4	1.41×10^{-2}	1.43×10^{-3}
6	7.97×10^{-2}	8.04×10^{-2}
8	0.264	0.25
10	0.242	0.239
12	1.080	1.061
14	0.196	0.190
16	7.13×10^{-2}	6.92×10^{-2}
18	3.77×10^{-2}	3.64×10^{-2}
20	2.74×10^{-2}	2.65×10^{-2}
8.6	6.33×10^{-2}	2.19×10^{-2}

7.11 浮上原理-伝送距離と磁力の大きさの関係-
伝送距離の変化と磁力の強弱の関係について検討した.

伝送距離 d は、相互インダクタンス M に含まれている。相互インダクタンス M は、式(43)から式(46)を用いて式(47)のようになる [8]。添え字の a, b はそれぞれ送電側，受電側とした。コイル半径をそれぞれ A, B ，コイル厚を l と置いた。

$$q_1 = l_b \qquad q_3 = B^2 \left\{ 3 - \left(\frac{l_b}{B} \right)^2 \right\} \quad (43)$$

$$x = d + \frac{l_b}{2} \qquad y = x + l_a \quad (44)$$

$$d_1 = \sqrt{x^2 + y^2} \qquad d_2 = \sqrt{y^2 + A^2} \quad (45)$$

$$k_1 = \frac{2}{A^2} \left(\frac{y}{d_2} - \frac{x}{d_1} \right) \qquad k_3 = \frac{1}{2} \left(\frac{x}{d_1^5} - \frac{y}{d_2^5} \right) \quad (46)$$

$$M = \mu_s (\pi AB)^2 N_a N_b \frac{k_1 q_1 + k_3 q_3}{l_a l_b} \times 10^{-7} \quad (47)$$

式(35)を、距離 d とコイル半径，コイル厚のみの文字式で示すと，式(48)になる。

$$M = \mu_s (\pi ab)^2 N_a N_b \left[\frac{2l_b}{a^2} \left(\frac{d + l_a + \frac{l_b}{2}}{\sqrt{\left(d + l_a + \frac{l_b}{2} \right)^2 + a^2}} - \frac{d + \frac{l_b}{2}}{\sqrt{\left(d + \frac{l_b}{2} \right)^2 + a^2}} \right) \right. \\ \left. + \frac{1}{2} \left(\frac{d + \frac{l_b}{2}}{\left\{ \left(d + \frac{l_b}{2} \right)^2 + a^2 \right\}^{\frac{5}{2}}} - \frac{d + l_a + \frac{l_b}{2}}{\left\{ \left(d + \frac{l_b}{2} + l_a \right)^2 + a^2 \right\}^{\frac{5}{2}}} \right) b^2 \frac{l_b}{2} \left\{ 3 - \left(\frac{l_b}{2} \right)^3 \right\} \right] \\ \times 10^{-7} \quad (48)$$

式(36)の第1項をみると，伝送距離 d が大きくなると，項全体はゼロに近づく。

第2項も同様に，伝送距離 d が大きくなると項全体はゼロに近づく。

第3及び，第4の項も伝送距離 d が大きくなると項全体はゼロに近づくことがいえる。

伝送距離 d が大きくなると，相互インダクタンス M は小さくなることが考えられる。また，相互インダクタンス M は，式(18)に含まれているため，伝送距離 d が小さくなると，式(18)も小さくなる。式(18)は，送電側電流 $I_a(j\omega)$ ，受電側電流 $I_b(j\omega)$ に含まれており，分母のほうは分子と比べて次数が高いため，伝送距離が小さくなると，送電側電流 $I_a(j\omega)$ ，受電側電流 $I_b(j\omega)$

は小さくなるので、磁力が小さくなると考える。また、伝送距離が大きくなると、送電側電流 $I_a(j\omega)$ 、受電側電流 $I_b(j\omega)$ は大きくなるので磁力が大きくなると考えた。

7.12 実験と結果

伝送距離 d を変化と、送電側回路、受電側回路に流れる電流の関係性を実験によって検証した。実験装置の回路図および諸元は、Fig. 51, Table 14 と同じとした。送電側回路、受電側回路に流れる電流値は、セメント抵抗の両端をオシロスコープで測定した電圧を、抵抗で割ったものとした。また、交流電圧は、一定値 7.0[V],8.6[kHz]とした。

送電側回路の電圧の測定値を Table 22 に示す。印加した交流電圧が一定であったため、送電側回路で測定した電圧の実効値はほぼ 2.6[V]と一定値をとった。

受電側回路の電圧の測定値を抵抗で割った電流値を Table 23 に示す。コイル間の伝送距離が、3[mm]~5[mm]の間では、伝送距離が 1[mm]増加するにあたって、電流が約 0.03[A]増加することがわかった。結果より伝送距離が大きくなると、電流値が大きくなることがいえるが、伝送距離が 1[mm]から 2[mm]に変化したときは、0.012[A]の増加しかできなかった。同様に伝送距離が、6[mm]から 7[mm]に変化したときも、0.1[A]の増加しか見られず、3[mm]~5[mm]時の変化と比べると、増加する電流値が小さいことがわかった。

Table 22 伝送距離と送電側回路の電圧の測定値

伝送距離 d [mm]	最大値[V]	最小値[V]	実効値[V]
1	3.98	-3.96	2.67
2	3.91	-3.96	2.64
3	3.91	-3.90	2.64
4	3.91	-3.90	2.64
5	3.91	-3.90	2.615
6	3.91	-3.90	2.642
7	3.91	-3.84	2.64

Table 23 伝送距離と受電側回路の電流測定値

伝送距離 d [mm]	最大値[A]	最小値[A]	実効値[A]
1	1.3	-1.20	0.821
2	1.24	-1.20	0.833
3	1.36	-1.39	0.926
4	1.46	-1.39	0.963
5	1.83	-1.82	1.276
6	1.46	-1.45	0.998
7	1.58	-1.61	1.106

7.13 浮上の検討

試作した受電コイル，受電回路を浮上させるのに必要なローレンツ力と，それを満たす受電側コイルに流す電流および印加する交流電圧を求めたことを述べる．

受電コイルおよび受電回路を浮上させるのに必要なローレンツ力 F は，式(49)から， $0.8[\text{N}]$ 以上とわかった．なお，受電側回路の質量を $M[\text{kg}]$ ，受電側コイルの質量を $m[\text{kg}]$ とした．これを満たす受電側コイルに流す電流を，電磁界解析ソフト JMAG を用いて求めた．解析結果を，Fig. 69 に示す．図より，受電側コイルに流す電流は，約 $80[\text{A}]$ 以上必要であることがわかった．また，そのときの印加する交流電圧を，7.4 節で述べたモデルを使用し，解析した結果，約 $250[\text{V}]$ の電圧が必要であることがわかった．また，この電圧を印加したとき，送電側コイルに流れる電流は約 $50[\text{A}]$ であることがわかった．消費電力は， $12500[\text{W}]$ といえる．

$$F \geq (M + m)g = 0.8[\text{N}] \quad (49)$$

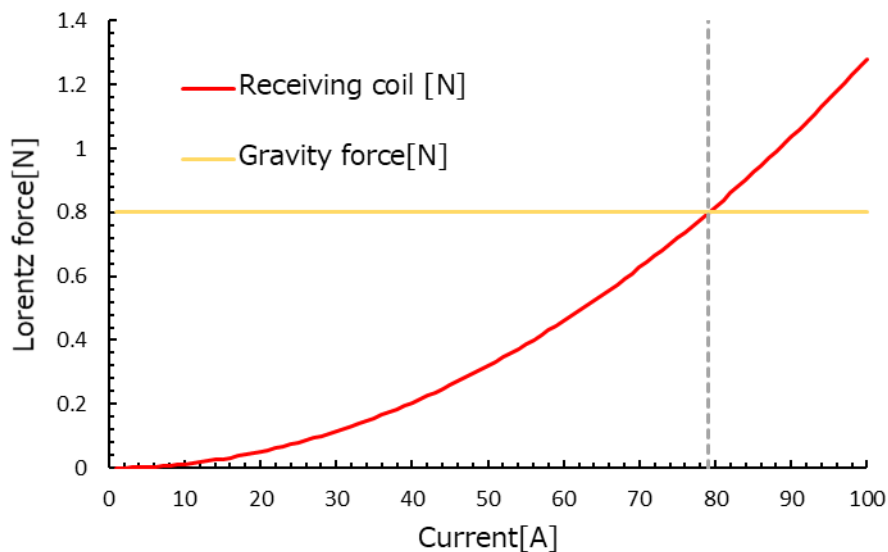


Fig. 69 受電コイルに流す電流とローレンツ力の関係

7.14 まとめ

本章では，交流磁気浮上のモデルを提案とその可能性を理論と実験から検証した．

前半は，周波数と磁力の向きの関係性について述べた．まず，理論においては，回路方程式から送電側電流 $I_a(j\omega)$ と受電側電流 $I_b(j\omega)$ を算出した後，周波数 ω と電流 $I_a(j\omega)$ と $I_b(j\omega)$ の位相関係について述べ，後退オイラー法を用い解析を行った．結果，入力周波数が共振周波数よりも小さいとき，送電側電流と受電側電流の位相差は 180 度ずれることがわかり，コイ

ル間では反発力が生じると考えた．入力周波数が共振周波数と一致した場合，位相差は 90 度ずれることがわかり，コイルは，静止すると考えた．また，入力周波数が共振周波数より大きい場合，位相差は生じずに，コイル間では吸引力が生じると考えた．

しかし，実験では，入力周波数が共振周波数よりも小さい場合，位相差は 180 度生じ，コイル間で吸引力が生じた．入力周波数が共振周波数では位相差が約 90 度生じており，コイルは静止していた．入力周波数が共振周波数より大きいとき，位相差は生じず，コイル間では反発力が生じた．

後半では，伝送距離と磁力の大きさの関係性について述べた．まず，理論式から，伝送距離と相互インダクタンスの関係について述べた．その後，送電側電流 $I_a(j\omega)$ と受電側電流 $I_b(j\omega)$ と相互インダクタンスの関係について述べた．理論では，伝送距離が大きくなると，相互インダクタンスが小さくなるため，送電側電流 I_a ，受電側電流 $I_b(j\omega)$ の大きさは大きくなると考えた．また，電流の大きさが大きくなることによって，コイル間で生じる磁力が強くなると考えた．

その後，実験においても，交流電圧一定として，伝送距離を変化させた場合の，送電側電流 I_a ，受電側電流 $I_b(j\omega)$ を測定した．印加した電圧が一定だったため，送電側電流 $I_a(j\omega)$ の測定値はほぼ一定値であるが，受電側電流 $I_b(j\omega)$ は，距離が大きくなると測定値も大きくなり理論通りの結果が得られた．

従って，磁力の向きは印加する交流電圧の周波数で変えられることがわかり，磁力の強弱は伝送距離で変えられることが考えられた．しかし，磁力の向きと周波数の関係については理論と実験では相反する結果となったため，今後の再実験すべき課題である．

8 結言

8.1 まとめ

本研究の前半は、応用例の少ないローレンツ力を利用した磁気浮上機構の提案と設計、試作を行ったことについて述べた。中でも非接触給電による電力伝送に着目し、共振周波数の同調および回路の再設計を通し、第一目標であった受電側全体の独立した浮上を達成することができた。

後半は、非接触給電用回路の交流電圧および交流電流の位相差と振幅に着目し、コイルの自己平衡性の可能性について述べた。交流磁気浮上のモデルを提案し、解析と実験から周波数と送電側電流、受電側電流の関係性を表し、可能性の検討を行った。実験から、コイル間では吸引力または反発力が生じていることはわかったが、自己平衡性の十分な力を生み出すことはできなかった。また、理論と実験結果が相反する結果となった。

8.2 今後の課題

本研究の前半では磁気浮上機構の受電部の独立した浮上に成功しているが、8.6[kHz]、6.0[V]の交流電圧を印加に対し、理論に基づいた供給できる電流と比較して、実際には半分の約 0.5[A]しか供給できなかった。印加電圧を大きくすることで、浮上は可能であるが、非接触給電による電力伝送の高効率化および装置の低電力化の点から、更に理論に近い電流を供給できる機構を試作することが課題と考える。

後半では、非接触給電の送電側コイルと受電側コイル間で磁力が生じることはわかっているが、理論と実験で磁力の向きが相反する結果となった。そのため、理論及び実験を再度行い、交流磁気浮上を用いた自己平衡性の実現の基礎に取り組む必要がある。また、自己平衡性の実現はできていないため、今後、コイルおよび回路の再設計を行い、印加する交流電圧の周波数を変えることで、自己平衡性を実現できる装置の試作、および検証が課題である。

参考文献

- [1] <http://kotobank.jp/word/%E9%9D%9E%E6%8E%A5%E8%A7%A6%E5%85%85%E9%9B%BB-189000>
- [2] TDK Techno Magazine 第 131 回暮らしを支える新しいワイヤレス送電技術 - 磁界共鳴伝送の仕組み - <http://www.tdk.co.jp/techmag/knowledge/200912u/>
- [3] 原川健一 影山健二 三浦一幸:電界結合技術によるワイヤレス電力伝送技術の可能性 竹中技術報告書 No.66 2010 論文
- [4] 田中 雅子 非接触給電を用いた簡易磁気浮上システムの開発 高知工科大学システム工学群ロボット工学専攻学士論文, 2016
- [5] 國友 正和 改訂版高校物理Ⅱ (平成 22 年) p129 数研出版株式会社
- [6] 小栗 佑斗 非接触給電を用いた簡易磁気浮上システムの開発 高知工科大学システム工学群機械工学専攻学位論文, 2017
- [7] <http://www.neomag.jp/shop/shoppingcart/itemdetail.php?itemno=NB040020010&qty=1>
- [8] 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 電気学会論文誌 D (産業応用部門誌)Vol.131 No.5 pp703-713

謝辞

本研究を進めるにあたり，お忙しい中長期にわたりご指導して頂きました指導教官の岡宏一教授，原田明德講師に感謝の意を表します．

また，助教の立花邦彦氏には，実験装置の試作にあたって多くの助言をしていただき感謝致します．

高知工科大学，機械・航空システム制御工学研究室の皆様にも多くの助言や励ましのお言葉を頂き大変お世話になりました．中でも，本研究とともに進めました M1 の小栗君，B4 梶澤君には実験装置の改善等に協力してくれ感謝しています．研究室の同期である江崎君，合田君，徳永君，和賀山君にも日頃から助言等して頂き大変お世話になりました．

最後に 6 年間の長期に渡り，大学，大学院と進学させて頂きました両親に深く感謝しております．

本研究は，JSPS 科研費基盤研究(B)25289052 の助成を受けたものです．