

論 文

無接触モーション伝送用静電カップラ

平井 淳之^{*1}, 河村 篤男^{**2}

(1998年10月16日受付; 1999年3月11日受理)

Study on Electrostatic Coupler for Non-contact Motion Transfer

Junji HIRAI^{*1} and Atsuo KAWAMURA^{**2}

(Received October 16, 1998; Accepted March 11, 1999)

This paper deals with a study on electrostatic coupling for non-contact motion transfer. In this paper, the basic principle of the non-contact motion transfer is described, and the requirements on the electrostatic coupling are shown, especially with regard to the data transmission band width and the immunity to the crosstalk from the power transmission. The design considerations for the proposed coupling are described, and the prototype couplings for rotary and linear motion are demonstrated. Satisfactory data transmission performance and noise immunity performance are confirmed by the experiments.

1. はじめに

機械や生産工程の自律分散化を目指した無接触モーション伝送に関する研究は、電力伝送に限定して約15年前に通産省大型プロジェクトの形で実行された¹⁾。それ以降パワーエレクトロニクスおよび高周波磁性材料の進歩に伴って同様な研究が様々なされてきているが、モーション制御レベルの電力と情報の同時伝送に関する報告は、ほとんどされていない^{2), 3)}。これに対し、著者らはNC工作機や産業ロボット用モーション制御レベルの無接触同時伝送の実現を目指し研究を行ってきた^{4), 5)}。

特に同研究では、まず電力伝送と同様に情報伝送にも電磁誘導を用いることを検討してきたが、伝送装置の小型化を図る場合、近接した電力伝送が情報伝送に及ぼす電磁ノイズ問題の解決が難しく、その実現が困難であった。従って著者らは電磁誘導カップリングではなく、狭間隙を経た静電カップリングを用いて無接触情報伝送を行うことを着

想し、近接電力伝送による電磁界の影響を受けにくい構成を考案し、試作機により、その性能・効果を実証した。

特に、この静電カップリングの伝送特性については等価回路を用いた理論検討とプロトタイプ試験により伝送帯域特性を確認すること、及びモーション駆動に必要な電力伝送のもとでも十分に高い信号/ノイズ比を確認することが必要である。本稿では、以下、無接触モーション伝送の概要と電力伝送用電磁誘導の基本構成を示し、静電カップラに対する要求仕様を明らかにした後、プロトタイプでの実験結果を報告する。

2. 無接触モーション伝送の概要

無接触モーション伝送は、その無配線、無電極構造により得られる相対運動の自由度に対応して、回転型、結合分離型と直動型に分類されるが、一般的には図1の様な構成となる。この構成において最も重要な要素が無接触伝送カップリングであり、モーション制御駆動に必要な電力と情報を狭間隙を経て無接触で伝送するものである⁴⁾。

通常、無接触モーション伝送においては500 μ m以下の空隙ギャップを経た高周波電磁誘導(300~400mT程度)により数kWまでの電力(電圧100~200V電流25~50A程度)を伝送すると同時に、電磁誘導や光通信、その他の方法によって数Mbps(メガビット/秒)の高速情報を伝送する。特に回転型においては、相対回転数が1000rpm(回転/秒)と高くても、励磁周波数が20kHz以上であるので対向面に幾何学的な非対称性があってもカップリングの回転によって電磁界の乱れは生ぜず、電力伝送特性の劣化も発生しない。

キーワード: 無接触情報伝送, 静電カップリング, 伝送帯域, S/N特性

* 株式会社 安川電機 研究所メカトロ研究室(358-8555 埼玉県入間市上藤沢480)

Mechatronics R&D Section, Basic Research Laboratory, Yaskawa Elec. Co., Ltd., 480 Kamifujisawa, Iruma-shi, Saitama-Pref. 358-8555, Japan

** 横浜国立大学電子情報工学科(240-8501 横浜市保土ヶ谷区常盤台79-5)

Electro & Comp Dept., Yokohama National Univ. 79-5 Tokiwadai, Hodogaya-ku, Yokohama, 240-8501, Japan

¹ Jun@yaskawa.co.jp

² Kawamura@Kawalab.dnj.ynu.ac.jp

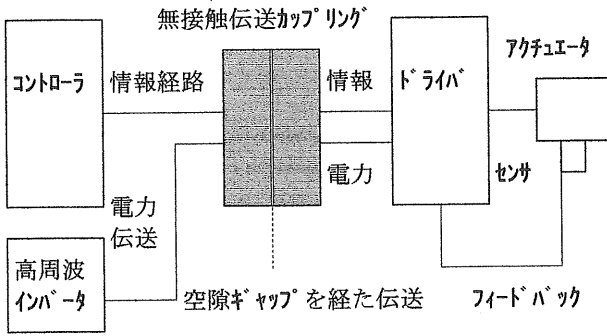
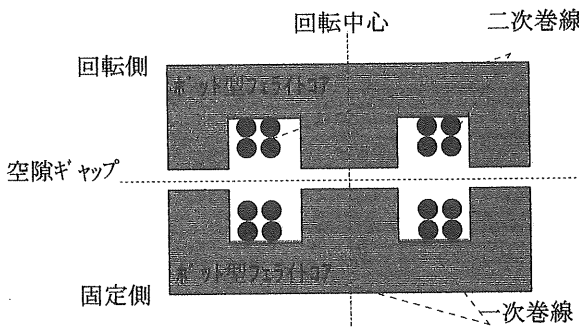


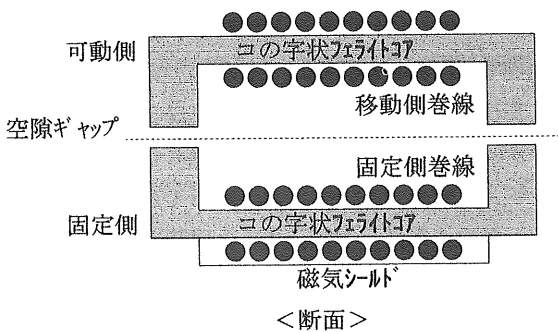
図1 無接触伝送によるモーション制御の構成
Fig.1 Control by non-contact motion transfer.

2.1 無接触電力伝送

ファクトリオートメーション (FA) 分野の無接触電力伝送については、現在のところ空間エネルギー密度の点から電磁誘導に頼らざるを得ない。また伝送装置の小型化のためには高周波での伝送を行う必要があり、伝送用鉄心 (コア) としては比透磁率及び飽和磁束密度の高いフェライトなどの高周波電磁材料が用いられる。まず、回転型 (あるいは結合分離型) カップリングについては、図2 (a) に示す様に、狭い空隙を経て対向する磁性材料ポットコアに巻線を施し分割型トランスを形成する構造が用いられる³⁾。



(a) 回転型、結合分離型電力伝送カップリング構成



(b) 直動型電力伝送カップリング構成

図2 無接触電力伝送カップリング構成

Fig.2 Coupling for non-contact power transfer.

一方、直動伝送型カップリングでは、狭い空隙をへて対向した高周波直動変圧器の構成が用いられる。この構成では、図2 (b) に示す様に一次導体 (あるいは固定側巻線) は移動物体の移動方向に必要な距離の分だけ伸びており、二次巻線 (移動側巻線) は一次導体に沿って動くコの字型コアないしはギャップレストロイダルコアに巻かれる⁵⁾。

2.2 情報伝送の得失と仕様

以上の様な高周波電磁誘導型の無接触電力伝送に近接ししかも同時に行う無接触情報伝送の方法としては i) 電力伝送と同様に電磁誘導によるもの、ii) 光伝送によるもの、iii) 静電誘導によるもの、の三形態が考えられるが、これらは、それぞれ表1に示す得失を有する。

表1 各種情報伝送の得失

Table 1 Comparison of various data transmission.

伝送方式	メリット	デメリット
電磁誘導	悪環境に強い、構造が簡単.	電力伝送の電磁誘導からのノイズを受け易い.
光伝送	電力伝送の電磁誘導からのノイズを受けにくい.	汚れなど悪環境に弱い. 半二重通信が難しい.
静電誘導	同上	漂遊容量などの影響を受け易い.

2.2.1 情報伝送帯域幅

工作機や産業用ロボットにおけるモーション制御の所要応答速度は通常の場合、指令系、フィードバック系ともに数ms以内であり、制御軸数及び制御情報量から考えて、数Mbpsの伝送帯域が必要である。従って本研究では、情報伝送フォーマットにサーボ制御レベルのモーション制御との整合性及び伝送速度を考慮してHDL Cフォーマットで5Mbps以上の全二重通信の実現を目標とした⁴⁾。

2.2.2 信号雑音比率

電力と情報の同時伝送において、最も重要な事項は可能な限り情報伝送の信号/雑音比を高くすることである。特に電力伝送に高周波成分が含まれている場合、電力伝送カップリングが電磁障害ノイズを発生し、情報カップリングが、その高周波磁束を拾うことで情報伝送回路にノイズ電圧が重畳して通信誤りを生じることがある。パワー伝送部と情報伝送部との幾何学的な距離が離れるほど重畳するノイズレベルが下がるのは当然であるが、装置を形成する場合その距離を限りなく大きくすることはできない。従って、電流共振型インバータを用いて電力伝送の高周波成分を減らすとともに、電磁解析に基いて磁界や電界の相互影響を回避する構造を採ったり電磁シールドを採用するなどして

信号/雑音比率の向上を計る必要がある。これらの理由から著者らが着想したものが、以下に示す様な静電カップリングである。

3. 情報伝送用静電カップリング

3.1 静電カップリングの着想

情報伝送用静電カップリングの利点は、電力伝送用電磁誘導が生じる磁界および電界の場においても、独立に無接触伝送路を確保できることにある。その基本構成は、狭い間隙を経て対向するコンデンサそのものであり単純であるが、その形態や配置及び電極構造については、電力伝送用電磁誘導が発生する場の影響を極力少なくする様に設計する必要がある。

図3は、電力伝送用の誘導磁界中におかれた情報伝送用静電カップラ (コンデンサ) と、同カップラが発生する電界の状況を回転型について示したものである。ただし、ここでは磁界および電界の分散は無いものとしている。先述の様に電力伝送のための回転型カップリングはポットコアを用いて構成され、その電力伝送用誘導磁界ベクトルはコンデンサ電極面に対して直交する。

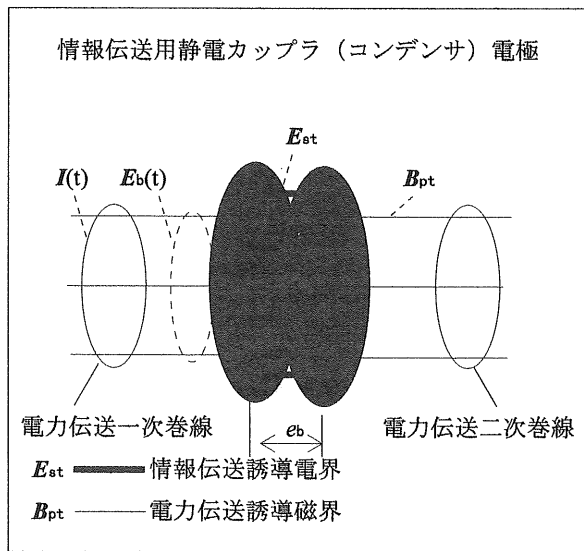


図3 電力伝送磁界中の静電カップラ

Fig.3 Electrostatic coupler located in magnetic field by inductive power transmission.

この構成においては コンデンサが発生する電界 (情報伝送誘導電界) ベクトル E_{st} と電力伝送のための誘導磁界 B_{pt} ベクトルの方向が平行であり、 B_{pt} により生じる電界 $E_b(t)$ もコンデンサ面と平行となるため、結果として情報伝送用カップラ (コンデンサ) 電極間には電力伝送による雑音電圧 e_b が発生しない。ただしコンデンサ電極は誘導磁界 B_{pt} に

よって渦電流発生を防止するために、後述 (図12) の様にセグメント分割した短冊構造とする。こうして図4の等価回路で示すコンデンサ対 (C_{aa} , C_{bb}) により容量性情報チャンネル装置が構成される。ここで、 e_s は情報伝送信号電圧源であり、 R_s , R_L は、それぞれ 出力抵抗と負荷抵抗である。

図5 (a) は、図4の構成を実現したものである。

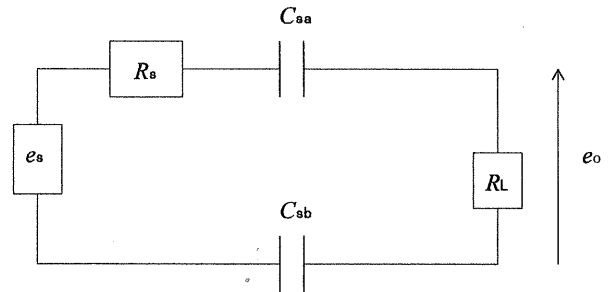
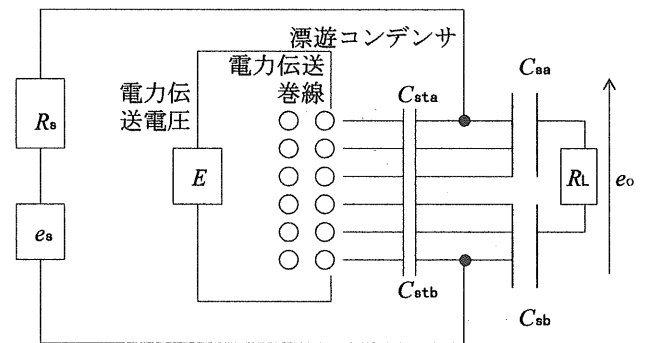
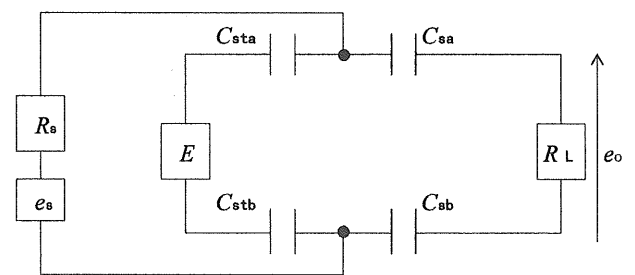


図4 静電カップリングによる情報伝送
Fig.4 Data transmission through electrostatic coupling.



(a) 電極面と電力伝送巻線の漂遊静電結合



(b) 等価回路

図5 静電カップリングと電力伝送巻線間の浮遊静電結合

Fig.5 Coupling between electrostatic channel and power winding.

この構成では、電極面と電力伝送用巻線との間に漂遊コンデンサ C_{sta} , C_{stb} が形成され、電力伝送巻線間の電位勾配のため、図5 (b) の等価回路で示す様に静電カップリン

グ出力 e_o には、電力伝送電圧 $E = E(t)$ により ノイズ電圧が誘導される。

これに対して、著者らは図6に示す様にシールド板を追加して電力伝送用巻線と電極プレートとの間に強制的に等電位面を形成し、静電シールドをすることで解決した。

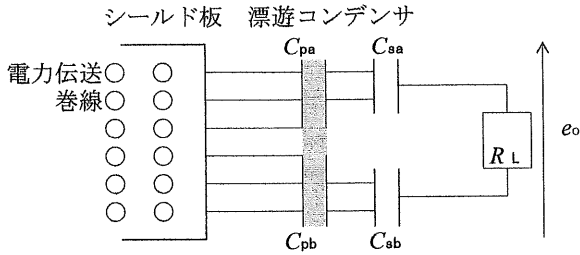


図6 静電カップリングの電力巻線からのシールド
Fig.6 Electrostatic shielding of coupling from power transmission winding.

この等電位面によって、電力伝送用トランス巻線が生じる電界の電位調整がなされて静電カップリングは電力伝送用巻線の電位勾配の影響からシールドされるが、同時に、この等電位シールド板により静電カップリング用電極板との間に並列閉路の原因となる寄生（漂遊）コンデンサ C_{pa} と C_{pb} が形成される。この寄生コンデンサが過大となれば結合が下がり伝送の減衰を生じる。図7(a)(b)は、それぞれ寄生コンデンサの存在も加味した静電カップリングの等価回路と構成を示したものである。ここで誘電率 ϵ で示される部分は絶縁支持物に相当するが、この絶縁材料上に静電カップリング電極がプリント回路により形成される。この絶縁支持には比誘電率 $\epsilon_r (= \epsilon / \epsilon_o)$ のシート状材料を用いる。ここでカップラ空隙（ギャップ）長を a 、電極の電気的有効面積を A_s 、電極とシールド板との距離（= 絶縁支持物厚み）を L とし、シールド板の電気的有効断面積を A_{pa} とする。図7の等価回路および構成より、カップリング用キャパシタンス C_{sa} 、 C_{sb} は、

$$C_{sa} = C_{sb} = C_s = \epsilon_o \frac{A_s}{a} \quad (1)$$

一方、漂遊キャパシタンス C_{pa} 、 C_{pb} は、

$$C_{pa} = C_{pb} = \epsilon \frac{A_{pa}}{L} \quad (2)$$

であるが、後述の様に伝送の結合を高くするためには

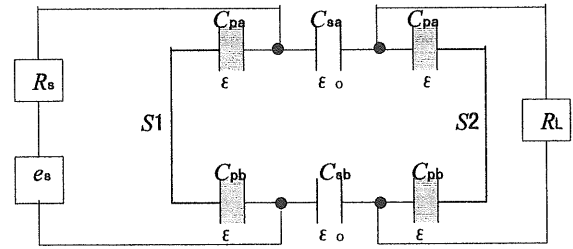
$$C_s > C_p = \frac{C_{pa} C_{pb}}{C_{pa} + C_{pb}} = \frac{C_{pa}}{2} = \frac{C_{pb}}{2} \quad (3)$$

(C_p : C_{pa} と C_{pb} を直列接続した値)

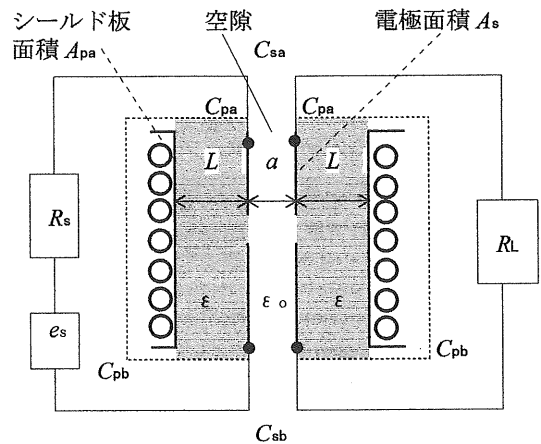
でなければならない。ここで $A_s = A_{pa}$ であるから、上記を成立させるためには

$$2 \epsilon_o L > \epsilon a \quad (4)$$

でなければならない。すなわち伝送結合度を高めるためには支持物の比誘電率 $\epsilon_r (= \epsilon / \epsilon_o)$ が大きい場合には間隙（ギャップ）長 a を極力小さくするか、支持絶縁物の厚み L を大きくしなければならない。具体的な数値での検討は後述のプロトタイプにおいて行う。



(a) シールド板による漂遊容量を考慮した等価回路



(b) シールド付き静電カップリング構成

図7 シールド板による漂遊容量の影響を考慮した静電カップリング等価回路および構成

Fig.7 Equivalent circuit and configuration in consideration of parasitic capacitance by shield plate.

3.2 静電カップリング信号伝送特性

図7の伝送回路構成をまとめると図8となる。

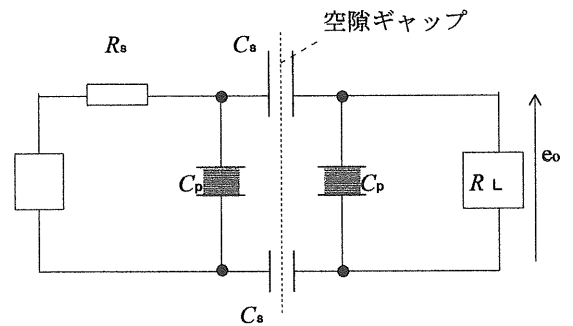
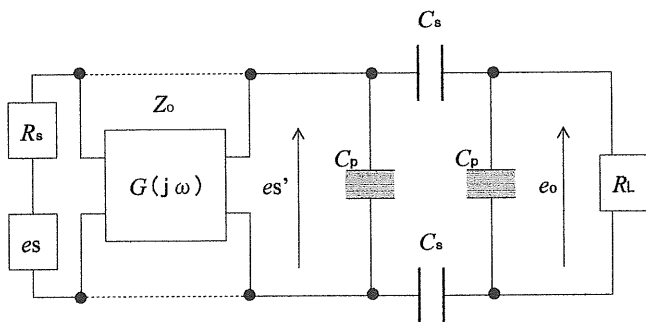


図8 静電カップリングの基本構成
Fig.8 Fundamental configuration of electrostatic coupling.

ここで破線は伝送ギャップ面を表現しており、このギャ

ップ面をはさんだ静電カップリングを経て情報伝送信号を伝達する。

また、一般的にモーション制御に必要な情報伝送の周波数帯域はメガヘルツ領域となるため、その特性をモデル化する場合、上記に加えて伝送部に存在する等価的な抵抗や標遊容量も加味しなければならない。さらに、伝送装置から信号源までの間のフィーダ線が長い場合は伝送路に沿って信号減衰が存在する分布定数線路として取扱い、この等価回路と合わせて応答特性を検討する必要がある。ここでは単純化のためカップリング部は上記の様な集中定数で取り扱い、フィーダ線部は特性インピーダンス (Z_0) と減衰定数 γ で決まる分布定数線路として扱い、図9の様な構成のモデルで考えた。



← Feeder → ← capacitive coupler →
 図9 情報伝送回路の等価回路
 Fig.9 Equivalent circuit for data transmission.

カップリング部だけの伝達関数 $H(j\omega)$ は図9より、

$$H(j\omega) = \frac{e_o}{e_s} = \frac{j\omega R_L C_s / 2}{1 - \omega^2 R_s R_L C_p (C_s + C_p) + j\omega (R_s + R_L) (C_s / 2 + C_p)} \quad (5)$$

通常、伝送マッチングのため $R_s = R_L = R$ とするので、

$$H(j\omega) = \frac{j\omega R C_s / 2}{1 - \omega^2 R^2 C_p (C_s + C_p) + j\omega R (C_s + 2C_p)} \quad (6)$$

伝送ゲインは周波数 $f = \frac{1}{2\pi R \sqrt{C_p (C_s + C_p)}}$ において最大

値 $|H(\omega)|_{\max} = C_s / 2(C_s + 2C_p)$ となる。従って、同一の C_s と R に対しては C_p が小さいほど伝送帯域幅が拡大しゲイン特性が改善されることが判る。

また、特に $R_s = R_L = R$ かつ $C_s = 2C_p = 2C$ の場合は以下となる。

$$H(j\omega) = \frac{j\omega RC}{1 - \omega^2 3(RC)^2 + j\omega (4RC)} \quad (7)$$

また、フィーダ部の分布定数特性も加味して

$$\frac{e_o}{e_s} = G(j\omega)H(j\omega) \quad (8)$$

$$G(j\omega) = Z_0 \frac{Z_L \cosh \gamma l + Z_0 \sinh \gamma l}{Z_0 \sinh \gamma l + Z_L \cosh \gamma l}$$

ここで Z_L は分布定数線路入力端から見た負荷インピーダンスである。

4. プロトタイプと実測結果

4.1 プロトタイプ

以上の点を考慮し、電力伝送部に近接していることを前提に構成した情報伝送静電カップラの構造を回転型と直動型に対し示す。回転型は図10(a)に示す様に、電力伝送用ポットコア状の中に形成される。ここで、電力を伝送するために空隙を通過する磁束はポットコア断面に垂直、すなわち静電カップリング電極面に完全に垂直であり、漏れは生じてないものとする。これに対して静電カップラは絶縁板上にプリントした短冊状分割電極をポットコア表面すれすれに配置することによって形成する。また、シールド板は電力巻線を取り囲む様にポットコア溝に挿入する。直動型の基本的構成は回転型カップリングと同じであるが、移動方向に対し長さが有限であることに配慮し図10(b)に示す様に、狭い間隙を維持し対向するコの字状コアを移動方向に伸ばして構成される。

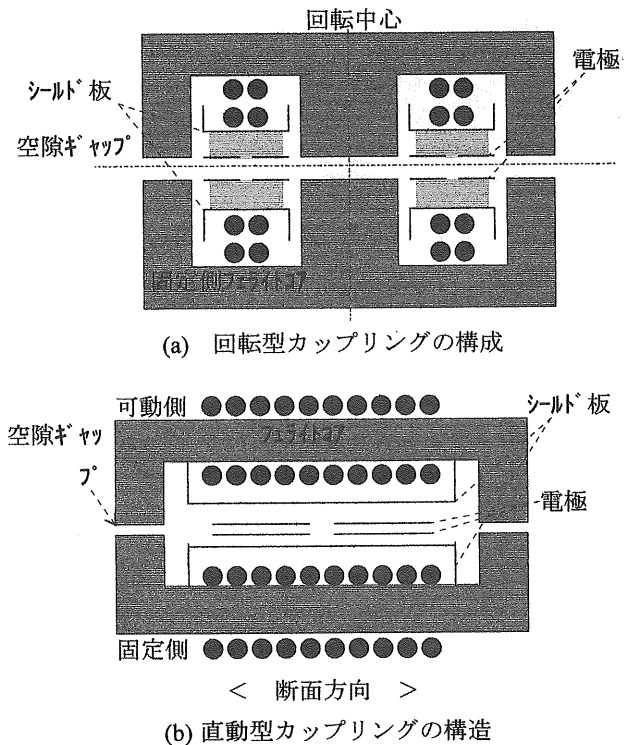
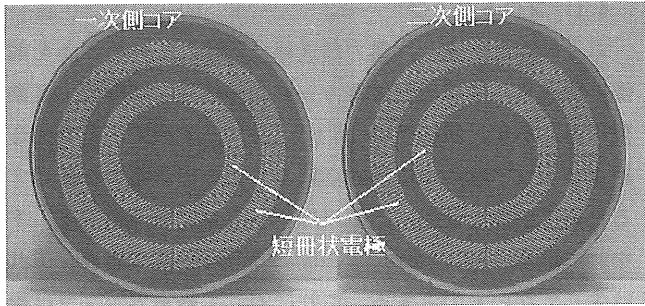


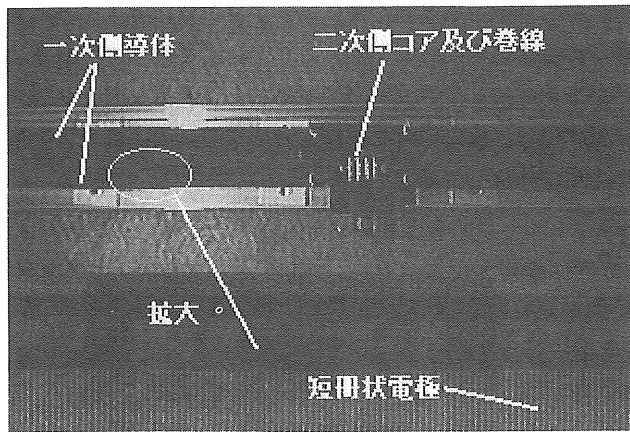
図10 プロトタイプカップリングの構成
 Fig.10 Configuration of prototype coupling.

固定側コア（コの字状）は長手方向に移動距離に亘って配置する．一方，移動側コア（これもコの字状）は移動体と一体に固定され，ここから電力と情報の入出力が行われる．電力伝送のための誘導磁界と情報伝送用静電カップラの相対配置は回転型の場合と同じである．

図11には，この様に構成した(a)回転型カップリングと(b)直動型カップリングプロトタイプの外観を示す．



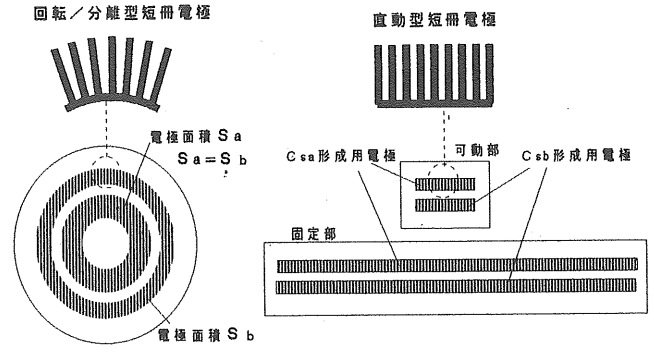
(a) 回転型カップリングプロトタイプ



(b) 直動型カップリングプロトタイプ

図11 供試伝送カップリング外観
Fig.11 Tested prototype couplings.

上記いずれのカップリングにおいても，電力伝送の高周波電磁誘導により生じる渦電流を防止するため，図12に示す様に絶縁板上に分割（微小短冊状の分割）電極プレートを配置して静電カップラを形成している．また C_{sa} と C_{sb} の比率は回転型の場合，異なる直径でも断面積を同じにすることによって1:1とする．また，直動型においては同一寸法の電極を用い C_{sa} と C_{sb} は同じ値とする．さらに，直動型においては可動部（即ち二次側）が長手方向に動いても端部以外では，キャパシタンスの変化は発生しない．一方シールド板は電力伝送巻線を取り囲む様にコア溝に挿入されている．表2には，それぞれの物理および寸法諸元を示す．



a) 回転型/分離結合型 b) 直動型

図12 渦電流発生防止のための短冊電極構造

Fig.12 Segmented electrode structure to avoid eddy current.

表2 プロトタイプカップリング諸元

Table 2 Dimensional and electrical properties of couplings.

項目	回転カップリング	直動カップリング	単位
A_s	710	2120	mm^2
A_p	710	2120	mm^2
a	200	300	μm
L	10	15	mm
ϵ_0	8.854×10^{-12}	8.854×10^{-12}	
ϵ_r	2.1	2.1	--
C_s	10	30	pF
C_p	2	4	pF
R_s	120	120	Ω
R_L	120	120	Ω

4.2 実測結果

4.2.1 周波数応答特性

図13は，図11の構成で，表2の諸元を有する回転型カップリングについて式(6)で計算した周波数特性と実測の比較結果である．

この周波数特性における折線は等価回路定数により近似的に与えられる．この特性から伝送可能な情報周波数帯域が判り，モーション制御に必要な伝送速度の要求（通常1

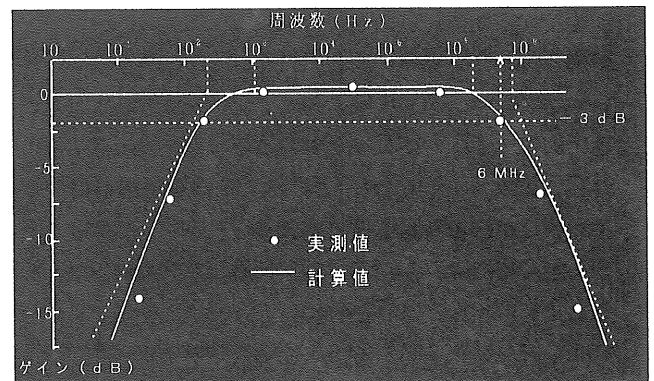
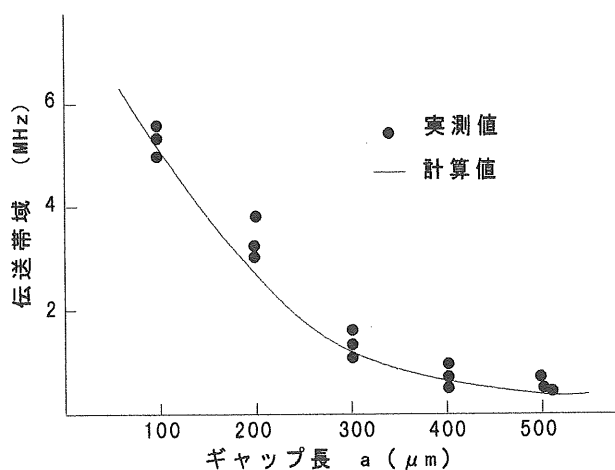


図13 静電カップリングのデータ伝送周波数特性
Fig.13 Frequency response of ES coupling.

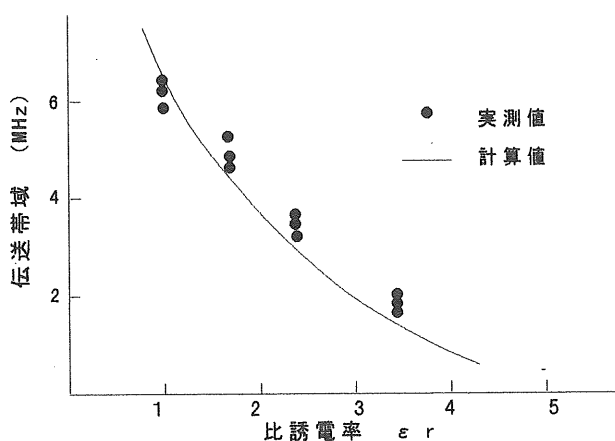
MHz以上) からカップリング寸法に対する必要条件が求められる。計算結果と実測結果がよく一致しており、いずれにおいても帯域幅が6 MHz以上であり、この要求仕様を満足することが判る。

4.2.2 ギャップ長による伝送特性の変化

実際の無接触モーション伝送ユニットにおいては、回転型、直動型ともに電力伝送効率向上のため、カップリング電極ギャップの調整を $200 \mu\text{m}$ 以下の範囲で行なわなければならない。したがって、ギャップ長の変化による伝送特性変動の程度をも把握する必要がある。図14(a)は回転型カップリングについて、ギャップ長 a による伝送特性(伝送帯域幅)の変化を計算値と実測で比較した結果である。ギャップを拡げれば式(4)の条件が成立しない範囲において伝送特性が劣化することが実測でも確認される。



(a) ギャップ長による伝送特性変化



(b) 絶縁支持物比誘電率による伝送特性変化

図14 静電カップリング伝送特性に対する寸法、物理パラメータの影響
Fig.14 Influence of dimensional and physical parameters on frequency response of ES coupling.

4.2.3 絶縁物比誘電率による伝送特性の変化

また、電極支持用の絶縁材料選定についても先述の様に伝送特性に影響を与えるため、比誘電率の高い素材でありかつ高周波パルス電圧に対する絶縁材料ともなるものを選定する必要がある。したがって素材の変化によりどの程度伝送特性が変化するかについても調査した。図14(b)は電極支持物の比誘電率による伝送帯域の変化を計算値と実測で比較したもの(回転型カップリング)である。

4.2.4 信号/雑音特性

以上は、情報伝送特性についての検討結果であるが、静電カップリング着想の本来の目的である電力伝送電磁ノイズに対するイミュニティ確保(ノイズ/信号比率の低減)についても検証を行った。図15は、先述の回転型カップリングを用い2 kWの高周波電力が伝送されている状態において、実際の信号波形に電力伝送ノイズが重畳している状況を示す。ただし、ギャップ長 a は $200 \mu\text{m}$ で一定である。

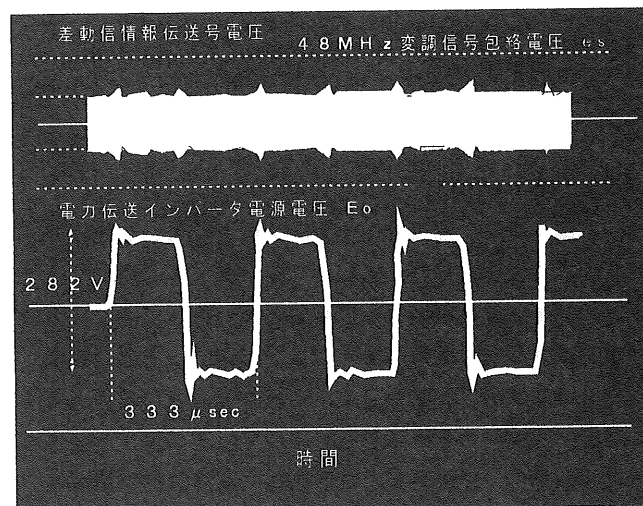


図15 情報伝送への電力伝送ノイズの重畳状況
Fig.15 Superposition of power noise on data transmission through electrostatic coupling.

図16は、図15と同一の試験条件のもとギャップ長を変化させた場合の電力伝送ノイズ(クロストーク電圧)の重畳状況についての実測結果である。空隙ギャップが広がることによって電力伝送部のコアからの磁束漏れが大きくなり、電磁カップリングを用いた情報伝送ではギャップ長の増加に伴いノイズレベルが急激に増えるのに対して、静電カップリングの場合はノイズレベルの絶対値およびギャップ長による変化は小さくなることが確認される。

以上の検討においては、高周波電力発生にハードスイッチングを用いているため、シールド板がある場合でもクロストークとしてのノイズ電圧の重畳がある程度見られる。

これに替えて直列共振を用いたソフトスイッチングにより電力伝送を行えば高周波磁界成分が減少できるため、クロストークレベルを更に低下させることが可能となる⁶⁾。

さらに、筆者らは電力伝送と同期して電流の急変時を避けてデータ送信受信を行うことによって、高周波ノイズの影響を回避する方法を考案し評価中である⁶⁾。

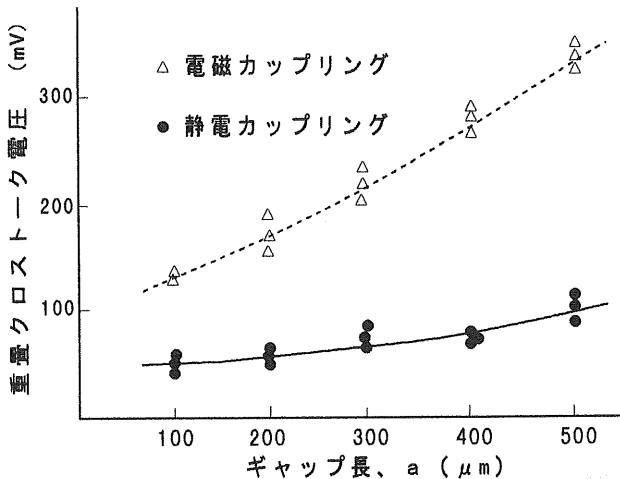


図16 ギャップ長と電力伝送ノイズ重畳状況
Fig.16 Overlapping of power noise for various gap length.

5. むすび

本論文では、無接触モーション伝送に用いる静電カップリングの検討を行い、実際のプロトタイプで通常のモーション制御に必要な情報伝送帯域と高い信号/ノイズ比の実現を確認した。無接触モーション伝送では通常の場合、電力と情報が独立のチャンネルにより伝送されるが、実用化には寸法制約のため両チャンネルをできる限り近接させる必要がある。その結果、電力伝送の高周波成分が情報伝送

に生じるクロストーク外乱には十分に考慮することが必要となる。これに対しては電力伝送が生じる電磁界が情報伝送用電界に影響を与えない様な静電カップリングの電極配置と電極構造、さらには静電シールドを用いて、信号/ノイズ比を30 dB以上とすることができ、電磁誘導による2 kW電力伝送に近接させた状態でも 2^{15} 回の伝送中にビットエラー無しという良好な結果を得た。また伝送帯域についても6 MHzという十分な特性を有するカップリングが得られた。加えてカップリング設計のパラメータとして絶縁支持材料(比誘電率)の選定、ギャップ長 a の管理などが伝送特性に与える影響についても計算と実測との比較により確認した。

本研究の実行にあたり技術交流したドイツアーヘン工大 Dedonker 教授, Shoppe 博士および Nagel 博士に対し謝意を表します。

参考文献

- 1) 神谷嘉則(安川電機): 特公昭 58 - 23723
- 2) A. Esser and H. Skudelny: *IEEE Trans. on I.A.*, 27 NO.5, (1991), p. 872
- 3) A. Esser and H. Skudelny: *Proceedings of the EPE, Firenze* (1991), (1991) 1 - 036
- 4) A. Kawamura, J. Hirai and Y. Aoyama: *Proceedings of the IEEE IECON*, p. 940, Taipei (1996)
- 5) Y. Hiraga, J. Hirai and A. Kawamura: *Proceedings of the IEEE I.A.S. Annual Meeting*, p. 875, Denver (1994)
- 6) A. Kawamura, K. Ishioka and J. Hirai: *IEEE Trans. on I.A.*, 32, No.3, (1996), p. 503