

漏洩磁界キャンセル用短絡巻線による ワイヤレス給電コイルのインダクタンス変動の定式化

学生員 古川 啓太 正員 日下 佳祐 上級会員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Formulation of Equivalent Inductance of Transmission Coils with Short-circuited Coils for EMF Reduction in Wireless Power Transfer Systems

Keita Furukawa, Student Member, Keisuke Kusaka, Member, Jun-ich Itoh, Senior Member

This paper evaluates reduction performance of leakage magnetic field with short-circuited coils wired around transmission coil in inductive power transfer systems with considering variations of the inductance. The equivalent self-inductance and the equivalent coupling coefficient of the entire transmission system are formulated in order to clarify the influence of the canceling coils. The calculation method of the equivalent inductance is evaluated by comparing to the measured value of a 1-kW prototype. As a result, the calculated values and the measured values of the equivalent self-inductance and the equivalent coupling coefficient are matched in an error of 0.2%. The 1-kW inductive power transfer system operates under the resonant condition with the short-circuited coil. Moreover, the magnetic field at the 50-cm distance from the transmission coil of the prototype is decreased by 17.2 dB μ A with the short-circuited coils.

キーワード：ワイヤレス電力伝送, 漏洩磁界, 多巻線トランス, 短絡巻線

Keywords: Inductive power transfer, Electromagnetic field, Multi-winding transformer, Short-circuited coil

1. はじめに

近年, 走行時に CO₂ の排出がない電気自動車 (EV) や, CO₂ の排出が少ないプラグインハイブリッド車 (PHV) の普及が進んでいる⁽¹⁾. 現在 EV や PHV への充電方式としては, ケーブルを用いた有線充電方式が主流である⁽²⁾. しかし一方で, 利便性の向上や感電防止の観点から, 電気的接点なしで電力を供給可能な電磁誘導方式によるワイヤレス電力伝送 (IPT) 方式が注目されており, 製品化に向けた研究開発が進められている⁽³⁻⁴⁾.

IPT システムでは, 伝送コイルにより送電側と受電側を磁気的に結合させることでエネルギーを伝送する. このときコイルから発生する磁束の一部は, 外部に放射ノイズとして漏洩するため, 周囲の電子機器の誤動作や人体への悪影響が懸念されている⁽⁵⁾. そのため, ICNIRP や CISPR などによって漏洩磁界に関する規制が設けられている⁽⁴⁾⁽⁶⁾.

漏洩磁界の低減手法として, 様々な回路方式や, 変調方式, 伝送コイルの構造が提案されている⁽⁷⁻¹⁰⁾. このうち伝送コイルの構造に着目すると, 短絡巻線を用いて漏洩磁界を低減する手法が提案されている⁽⁹⁾. 短絡巻線に磁束が鎖交すると, ファラデーの法則より巻線内部の磁束変化をゼロにするように短絡電流が流れる. この短絡電流は鎖交磁束に

対し逆位相であるため, 短絡巻線外部の磁界も打ち消すことが可能である⁽⁹⁾.

一方で, 追加巻線にて生じる磁束の干渉によって, 伝送コイルの自己インダクタンスと磁気結合の大きさが変化することが, 文献(11)において示されている. これらのパラメータ変化を考慮せずに IPT システムを設計した場合, 共振周波数の変化により伝送電力の低下や効率の低下が懸念される. しかしパラメータ変化を考慮した IPT システムの設計法が確立されていない.

本論文では, 漏洩磁界低減のために短絡巻線を伝送コイル周囲に巻いた際に生じる, インダクタンス変動の原因を明らかにし, 変動を考慮した IPT システムの設計法を確立する. まず伝送コイル全体の等価的な自己インダクタンスおよび結合係数を, 各巻線の自己, 相互インダクタンスに着目して定式化する. その後, インダクタンス変動を考慮して 1kW の IPT システムの設計と実機検証を実施し, 共振動作および漏洩磁界低減効果の確認をおこなったので報告する.

2. 短絡巻線追加時の等価的なインダクタンス

〈2・1〉 検証する伝送コイルモデル 図 1 に伝送コイルの模式図を示す. サークュラコイルを 2 重に巻いた構成

となっており、1次側と2次側のコア構造は同一である。内側の巻線（巻線1、巻線3）は主巻線であり、1次側から2次側への電力伝送に寄与する。一方外側の巻線（巻線2、巻線4）はキャンセルコイルであり、巻線をそれぞれ短絡させることで漏洩磁界を低減する。

〈2・2〉 等価的な自己インダクタンスと結合係数の導出
多巻線のコイルにて、巻線 m ($m=1, 2, 3, 4$) の入力電圧 v_m と、流入電流 i_m の関係式は、抵抗成分と寄生容量成分を無視した場合、インダクタンス行列 \mathbf{L} を用いて(1)式で表される。

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \end{bmatrix} = \mathbf{L} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & L_{13} & L_{14} \\ L_{21} & L_{22} & L_{23} & L_{24} \\ L_{31} & L_{32} & L_{33} & L_{34} \\ L_{41} & L_{42} & L_{43} & L_{44} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (1)$$

L_{mn} ($n=1, 2, 3, 4$) は巻線 m と巻線 n 間の相互インダクタンスである。特に、 $m=n$ のとき L_{mn} は巻線 m の自己インダクタンスである。行列成分について $L_{mn} = L_{nm}$ の関係が成立する。

図2にコイル半径分の断面図と各巻線間の結合係数 k_c , k_M , k_{ad} , k_{sub} , 及び主巻線の自己インダクタンス L とキャンセルコイルと自己インダクタンスの比 α を示す。なお、 k_{mn} は巻線 m と巻線 n 間の結合係数であり、(2)式で表される。

$$k_{mn} = \frac{L_{mn}}{\sqrt{L_{mm}L_{nn}}} \quad (|k_{mn}| < 1) \dots\dots\dots (2)$$

図2のパラメータ及び端子電圧条件 ($v_2 = v_4 = 0$) を(1)式に代入し、伝送コイル全体の等価的な自己インダクタンス L_{eq} , 等価的な結合係数 k_{eq} を導出する。図2および端子電圧条件より、(1)式は(3)式となる。

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ 0 \\ v_3 \\ 0 \end{bmatrix} = \mathbf{L} \begin{bmatrix} 1 & \sqrt{\alpha}k_c & k_M & \sqrt{\alpha}k_{ad} \\ \sqrt{\alpha}k_c & \alpha & \sqrt{\alpha}k_{ad} & \alpha k_{sub} \\ k_M & \sqrt{\alpha}k_{ad} & 1 & \sqrt{\alpha}k_c \\ \sqrt{\alpha}k_{ad} & \alpha k_{sub} & \sqrt{\alpha}k_c & \alpha \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \end{bmatrix} \dots\dots (3)$$

各巻線の電流は(4)式で表される。ここで、 $\det \mathbf{L}$ はインダクタンス行列 \mathbf{L} の行列式である。

図3に伝送コイルの等価回路を示す。本実験では巻線1を1次側、巻線3を2次側として外部回路に接続する ($v_p = v_1$, $v_s = v_3$, $i_p = i_1$, $i_s = i_3$) ため、伝送コイル全体の電

圧と電流の関係は、(5)式で表される。

パラメータ比較より、等価的な自己インダクタンス L_{eq} と等価的な結合係数 k_{eq} は、(6)式と(7)式でそれぞれ表される。

$$L_{eq} = L \left\{ 1 - \frac{(k_{ad} + k_c)^2 - 2(1 + k_{sub})k_c k_{ad}}{1 - k_{sub}^2} \right\} \dots\dots\dots (6)$$

$$k_{eq} = \frac{k_M(1 - k_{sub}^2) + k_{sub}(k_{ad}^2 + k_c^2) - 2k_c k_{ad}}{(1 - k_{sub}^2) - (k_{ad}^2 + k_c^2) + 2k_c k_{sub} k_{ad}} \dots\dots\dots (7)$$

以上より、短絡巻線によって自己インダクタンスと結合係数が変化することが分かる。相加相乗平均の関係より、 L_{eq} は L より小さくなる。また、インダクタンス比 α に依存しないため、短絡巻線形状が同一であれば短絡巻線の巻数はインダクタンス変動に無関係である。一方2巻線間の結合係数によって値が変化することから、コイル同士の配置

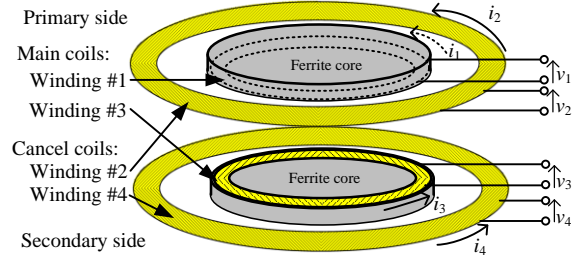


Fig. 1. Outline of transmission coil.

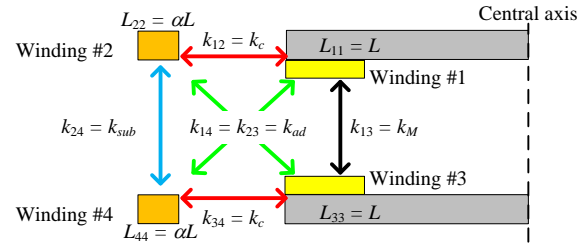


Fig. 2. Coupling coefficients and self-inductances between each coil.

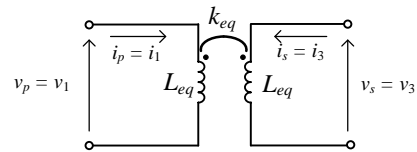


Fig. 3. Equivalent circuit at views of primary side and secondary side.

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \end{bmatrix} = \frac{-L^3 \alpha^3}{\det \mathbf{L}} \begin{bmatrix} \sqrt{\alpha} \{ 1 - k_c^2 - k_{sub}^2 - k_{ad}^2 + 2k_c k_{sub} k_{ad} \} \\ k_c (1 - k_c^2) + k_{ad}^2 k_c + k_M k_c k_{sub} - k_{ad} k_M - k_{ad} k_{sub} \\ -\sqrt{\alpha} \{ +k_M (1 - k_{sub}^2) + k_{sub} (k_c^2 + k_{ad}^2) - 2k_c k_{ad} \} \\ k_c^2 k_{ad} - k_c k_{sub} + k_{ad} - k_c k_M + k_{ad} k_M k_{sub} - k_{ad}^3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \int v_1 dt \\ \int v_3 dt \end{bmatrix} \dots\dots (4)$$

$$\begin{pmatrix} v_p \\ v_s \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L_{eq} & L_{eq} k_{eq} \\ L_{eq} k_{eq} & L_{eq} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_p \\ i_s \end{pmatrix} = \mathbf{L} \begin{bmatrix} 1 - \frac{(k_{ad} + k_c)^2 - 2(1 + k_{sub})k_c k_{ad}}{1 - k_{sub}^2} & k_M + \frac{k_{sub}}{1 - k_{sub}^2} \left\{ (k_{ad} + k_c)^2 - \frac{2(1 + k_{sub})k_c k_{ad}}{k_{sub}} \right\} \\ k_M + \frac{k_{sub}}{1 - k_{sub}^2} \left\{ (k_{ad} + k_c)^2 - \frac{2(1 + k_{sub})k_c k_{ad}}{k_{sub}} \right\} & 1 - \frac{(k_{ad} + k_c)^2 - 2(1 + k_{sub})k_c k_{ad}}{1 - k_{sub}^2} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_p \\ i_s \end{pmatrix} \dots\dots (5)$$

(巻線間の結合係数) が非常に重要であることが分かる。

3. 短絡巻線付き伝送コイルとパラメータ測定

図 4 に作成した伝送コイルの概観を示す。外径 8cm, 内径 4cm, 高さ 1.8cm のポット型コア (TDK, フェライト, PC40) を用い, 内径と外径の間に主巻線コイルを, 外径の周囲にキャンセルコイルをそれぞれ巻く。巻線は 1.1mm² のリッツ線である。主巻線とキャンセルコイルの巻数はそれぞれ 51 回と 20 回である。また, 1 次側コイルと 2 次側コイルの間に 20mm のギャップを持たせる。

表 1 に作成した伝送コイルの自己インダクタンスと巻線間の結合係数を示す。また, キャンセルコイルを短絡したときの, 伝送コイル 1 次側と 2 次側の等価的な自己インダクタンスと結合係数について, 測定結果と(6)式, (7)式から導出した計算値の比較結果も併せて示す。等価的な自己インダクタンス L_{eq} と結合係数 k_{eq} の計算値は, 実測値と誤差 0.2%以内で一致し, 計算式の妥当性を確認できた。

4. ワイヤレス電力伝送システムによる漏洩磁界低減効果の検証

2 章と 3 章では, 短絡巻線を取り付けた伝送コイルについて, 等価的な自己インダクタンス L_{eq} と結合係数 k_{eq} を定式化し, 試作コイルの実測試験から計算式の妥当性を示した。

4 章では作成した試作コイルをワイヤレス電力伝送システムに適用し, L_{eq} と k_{eq} を用いた設計と共振動作の確認, および漏洩磁界の測定をおこなう。

〈4・1〉 回路設計 図 5 に試作コイルを適用する回路を示す。伝送コイル 1 次側と 2 次側に共振キャパシタを直列に接続した SS 方式の回路を用いる。システムの入力 DC 電圧は 300V, 定格電力 1kW, 動作周波数 f は 83.3kHz である。設計基準を統一するために, 共振周波数 f_{res} は動作周波数と同じとする。共振条件および定格電力を満足させるために, キャンセルコイル開放時 (従来法) と短絡時 (提案法) で出力負荷抵抗 R_{out} とキャパシタ容量 C_{s1} , C_{s2} を変更する。キャパシタンスの設計式を(8)式に示す。

$$C_{s1} = C_{s2} = \frac{1}{(2\pi f_{res})^2 L_{eq}} \dots\dots\dots (8)$$

〈4・2〉 回路動作 図 6 に従来法および提案法の動作波形を示す。入力電圧と電流の位相は一致し, 短絡巻線追加時でも共振条件を満足することを確認した。これは, 短絡巻線追加時の等価的な自己インダクタンスが(6)式から導出でき, これを基に共振キャパシタの容量を設計することで, 効率 1 の電力伝送が可能であることを示している。なお, 効率は従来法で 95.3%, 提案法で 94.1%であり, 短絡巻線の追加による効率の大幅な低下は見られなかった。

〈4・3〉 漏洩磁界 漏洩磁界低減効果の確認のため, 1kW の電力伝送時の伝送コイル周辺の磁界について, シミュレーションと, 実機の磁束測定を実施した。

図 7 に JMAG (JSOL) を用いた基本波成分に着目したコ

イル周辺の磁界分布解析結果を示す。対称性より, コイル左半分の断面図を示している。伝送コイル周辺の磁束密度分布が提案法適用によって大きく減少していることが分かる。水平方向に 50cm 離れた場所では, 従来法の 1.16A/m から 86.3% (17.3dB) 減少し, 提案法では 0.158A/m であった。

図 8 に漏洩磁界の測定風景を示す。シールドルーム内にて, 試作コイル中心から水平方向に 50cm 離れた場所の上下方向の磁界強度を, プローブ (Electro-Metrics Corp., EM-6993) を用いて測定した。

図 9 に従来法および提案法の磁界強度測定結果を示す。基本波に着目した場合, 従来法の 24.1dB μ A から漏洩磁界の大きさが 17.2dB μ A 低減し, 提案法では 6.94dB μ A であった。

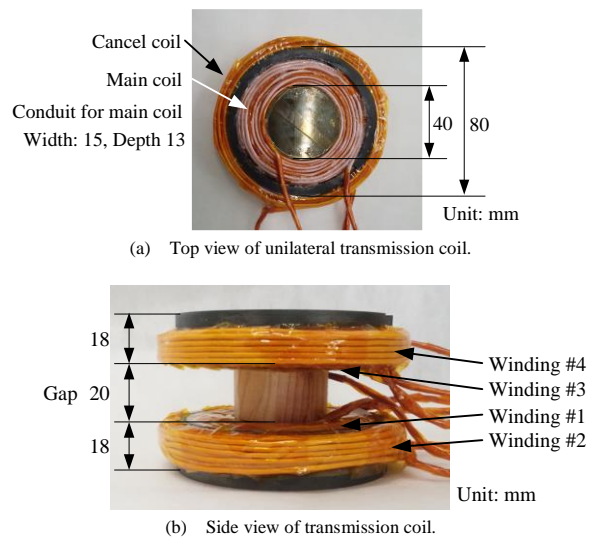


Table 1. Measurement result of inductance and coupling coefficients of transmission coil of the prototype.

Parameters		Transmission coil of prototype
Inductance and coupling coefficients in Fig. 2.	Self-inductance of main coil L in μ H	580
	Inductance ratio α	0.187
	Coupling coefficient k_M	0.275
	Coupling coefficient k_c	0.229
	Coupling coefficient k_{ad}	0.185
	Coupling coefficient k_{sub}	0.267
Equivalent self-inductance L_{eq} μ H	Measured value	540
	Calculated value	540
	Error	< 0.1%
Equivalent coupling coefficient k_{eq}	Measured value	0.224
	Calculated value	0.224
	Error	0.2%

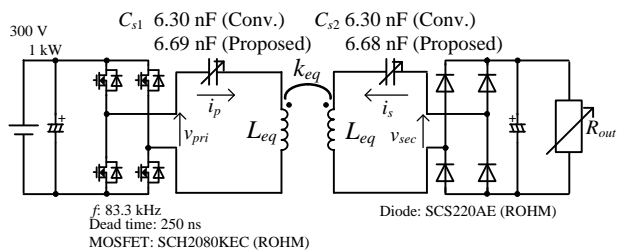


Fig. 5. Test circuit and conditions.

以上より、提案法適用時、実験結果及びシミュレーションにて漏洩磁界が減少したことから、短絡巻線による漏洩磁界低減効果を確認した。

5. おわりに

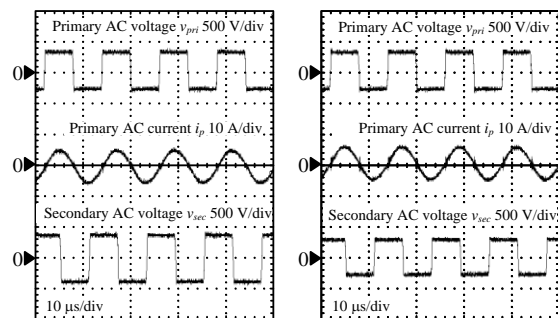
本論文では、漏洩磁界を抑制するために短絡巻線を適用した時のインダクタンス変動の原因を明らかにし、変動を考慮した IPT システム設計法を確立した。具体的には、伝送コイル全体の等価的な自己インダクタンスと結合係数の定式化を行い、IPT システムの設計および実機検証をおこなった。

短絡巻線適用時の等価的な自己インダクタンスと結合係数を定式化後、試作コイルにおいて定式化した等価インダクタンスと実測値の比較を実施したところ、誤差 0.2% 以内で一致したことから妥当性を確認した。また、等価インダクタンスを用いて 1kW の IPT システムを設計したところ、動作周波数にて共振条件を満足し、インダクタンス変動を考慮した設計の有用性を示した。さらに、試作コイルから水平に 50cm 離れた場所の磁界強度は、短絡巻線適用により 17.2dB μ A 低減可能であることを確認した。

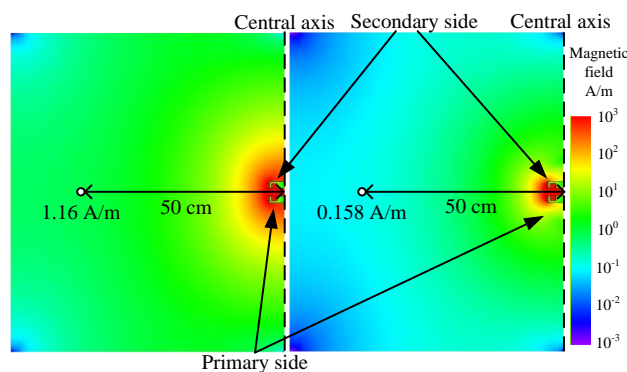
今後は、更なる漏洩磁界の低減とインダクタンス変動の小さいコイル構造について検討予定である。

文 献

- (1) 一般社団法人日本自動車工業会, 一般社団法人日本自動車車体工業会: 「自動車製造業における地球温暖化対策の取り組み」, 産構審自動車 WG 資料, pp.16-18 (2016)
- (2) 阿部 剛: 「EV 充電事業の商品化を支える EV 充電インフラシステム」, NEC 技報, Vol. 68, No. 1, pp.64-67 (2015)
- (3) Su Y. Choi, Beom W. Gu, Seog Y. Jeong and Chun T. Rim: "Advances in Wireless Power Transfer Systems for Roadway-Powered Electric Vehicles", IEEE Trans. P.E., Vol.3, No.1, pp.18-36 (2015)
- (4) D. Patil, M. K. McDonough, J. M. Miller, B. Fahimi and P. T. Balsara: "Wireless Power Transfer for Vehicular Applications: Overview and Challenges", IEEE Trans. on TRANSPORTATION ELECTRIFICATION, Vol. 4, No. 1, pp. 3-37 (2018)
- (5) T. Watanabe and M. Ishida: "Study on the influence of the magnetic field and the induced electrical field in human bodies by wireless charging systems", EVTec and APE 2016, (2016)
- (6) Ministry of Internal Affairs and Communications, Japan, "Inquiry of technical requirements for wireless power transfer system for EVs in technical requirements for wireless power transfer system in standards of International Special Committee on Radio Interference (CISPR)", (2015)
- (7) 松本洋和, 中島竜治, 根葉保彦, 麻原寛之: 「二層構造三相非接触トランスの提案と検討」, 電気学会論文誌 D, Vol. 135, No. 5, pp. 539-547 (2015)
- (8) K. Kusaka, K. Inoue and J. Itoh: "Radiation Noise Reduction using Spread Spectrum for Inductive Power Transfer Systems considering Misalignment of Coils", Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 5507-5514 (2017)
- (9) J. Park, D. Kim, K. Hwang, H. Ho Park and S. Il Kwak: "A Resonant Reactive Shielding for Planar Wireless Power Transfer System in Smartphone Application", IEEE Trans. on ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, Vol. 59, No. 2, pp. 695-703 (2017)
- (10) S. Ahn, C. Hwang, H. Ho Park, "Optimized shield design for reduction of EMF from wireless power transfer systems, IEICE Electronics Express", IEICE Electronics Express, Vol. 11, No. 2, pp. 1-9 (2014)
- (11) 古川啓太, 日下佳祐, 伊東淳一: 「複数巻線の結合に着目したワイヤレス電力伝送システムの漏れ磁束抑制手法に関する一考察」,



(a) Conventional transmission coil. (b) Proposed transmission coil.
Fig. 6. Operation waveforms.



(a) Conventional transmission coil. (b) Proposed transmission coil.
Fig. 7. Magnetic density distribution around transmission coil.

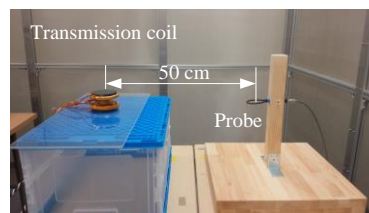
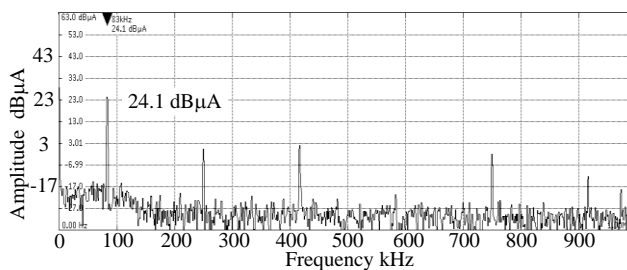
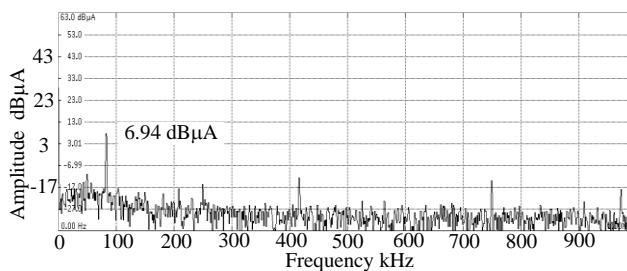


Fig. 8. Leakage magnetic field measurement setup.



(a) Conventional transmission coil.



(b) Proposed transmission coil.

Fig. 9. Leakage magnetic field at point of 50-cm horizontal direction from transmission coil.