

走行中ワイヤレス給電における送電コイルの直列分圧による 待機損失低減と車両検出手法

学生員 佐藤 優介^{*a)} 正員 居村 岳広^{*} フェロー 堀 洋一^{*}

A Proposal for Reducing Standby Losses and Detecting Vehicles by Series-Splitting Double-LCC Transmission Coils Using N-Legged Converter for Dynamic Wireless Power Transfer

Yusuke Sato^{*a)}, Student Member, Takehiro Imura^{*}, Member,
Yoichi Hori^{*}, Fellow

(20XX 年●月●日受付, 20XX 年●月●日再受付)

In recent years, various studies have been conducted to popularize electric vehicles in order to achieve carbon neutrality. Toward this end, the method of dynamic wireless power Transfer (DWPT) for these vehicle is attracting considerable attention as it can shorten the charging time and contribute to battery downsizing. However, since a vehicle passes by in a short period of time, the duration for which the vehicle is not on the transmission coil is long, and the standby loss on the transmission side causes a loss of efficiency. This study proposes a new vehicle detection method using the voltage from divider circuit of the transmission coils in the DWPT system. The proposed method is expected to reduce standby losses due to copper losses in the transmission coils and the inverter losses. The effectiveness of the proposed system has been verified through experiments.

キーワード : 走行中ワイヤレス給電, 車両検出, 待機損失, 漏洩磁界

Keywords : dynamic wireless power transfer, vehicle detection, waiting loss, leakage magnetic field

1. 序論

近年、SDGs の項目の 1 つであるカーボンニュートラルの実現に向けて電気自動車(Electric Vehicle : EV)を普及させるために様々な研究が行われている。その中でも充電時間の短縮やバッテリーの小型化に寄与できるとして、走行中に無線で電力を供給する走行中ワイヤレス給電(Dynamic wireless power transfer : DWPT)が研究されている⁽¹⁾。これは道路に埋設された送電コイルと自動車側の受電コイルの磁界結合により電力を伝送しバッテリーを充電するというものである。DWPT を実用化することにより、充電時間の短縮、航続距離の延長、バッテリーの小型化・軽量化・低価格化などが期待できるが、課題が多く残されている。その中でも、送電コイル上を短時間で通過する DWPT では、シ

ステムの効率や安全性を担保できる送電回路の切り替え制御が重要な課題となっている。特に車両が存在しない場合も送電コイルに電圧を印可するシステムでは、待機損失や漏洩磁界⁽²⁾が無視できないため、車両が近づいたことを検出してから電圧を印可するシステムが求められる。先行研究では検出用のコイルを用いる手法⁽³⁾や無線通信を用いる手法⁽⁴⁾が検討されているが、これらは追加の部品やセンサーが必要となること、通信速度や遅延の影響があるなどの欠点がある⁽⁵⁾。そこで、追加のセンサーが必要ないセンサーレス車両検出が研究されている⁽⁶⁾⁽⁷⁾⁽⁸⁾。この方式では、道路側の送電コイルと車両側の受電コイルの結合による等価回路パラメータの変化を電圧・電流センサーによって検知することで車両検出を行う。しかし、1 個の送電コイルに 1 個のインバータが必要であったり、複数の送電コイルの印可電圧を独立に制御できないなどの欠点がある。また、幅広い電力要件を満たすために複数の受電コイルを用いる研究⁽⁹⁾も行われていることから、半導体素子数を削減しつつ印可電圧を独立に制御できるインバータが求められる。この 2 つを両立するインバータとして N-Legged Converter

a) Correspondence to: Yusuke Sato. E-mail:
satou.yusuke23@gmail.com

^{*} 学校法人東京理科大学
〒278-8510 千葉県野田市山崎 2641
Tokyo University of Science.
2641, Yamazaki, Noda-shi, Chiba 278-8510, Japan

(NLC)が提案されており⁽¹⁰⁾、このインバータを用いた際の車両検出手法が提案されている⁽¹¹⁾⁽¹²⁾。これらの手法では位相シフト制御により待機中の送電コイルの印加電圧を小さくすることで送電コイルの銅損による待機損失を削減しようとしている。しかし、これらの方式ではNLCを構成するすべてのレグが高周波で常にスイッチング動作を続けるため、スイッチング損失やMOSFETの出力容量の充放電に起因するインバータでの待機損失は削減が難しい。また、印加電圧を小さくしすぎると検出に用いる電流値の変動が小さくなり車両検出が難しくなっていくことが考えられる。

そこで、本論文では、NLCに特有の送電コイルの直列接続構造とその分圧電圧を利用した新たな車両検出手法を提案する。本手法では待機中にスイッチング動作をするレグの数を大幅に削減できるため、送電コイルの銅損だけでなくインバータでの待機損失の低減も期待される。そこで、受電コイル1個の単一受電と3個の複数受電の2パターンのシステムにおいて、提案手法の有用性及び実現性を実験により検証する。

2. 電気自動車に向けた DWPT システム

〈2・1〉 Double-LCC 方式 電気自動車向けの DWPT では送受電コイルの様々な補償方式が提案されているが⁽¹³⁾⁽¹⁴⁾、本研究では Double-LCC 方式⁽¹⁵⁾を採用する。Fig.1 に示される Double-LCC 方式回路は、電源の角周波数を ω_{sw} として(1)式のような共振条件を満たす。この時、電源から流れる電流 I_{LCC} は(2)式、送電コイルに流れる電流 I_T は(3)式のように表せる。

$$\omega_{sw} = \frac{1}{\sqrt{L_{T0}C_{Tp}}} = \sqrt{\frac{C_{Tp}+C_{Ts}}{L_T C_{Tp} C_{Ts}}} = \frac{1}{\sqrt{L_{R0}C_{Rp}}} = \sqrt{\frac{C_{Rp}+C_{Rs}}{L_R C_{Rp} C_{Rs}}} \quad \dots (1)$$

$$I_{LCC} = E \cdot \frac{k^2 L_T L_R R_L}{\omega_{sw}^2 L_{0T}^2 L_{0R}} \quad \dots (2)$$

$$I_T = E \cdot \frac{1}{\omega_{sw} L_{0T}} \quad \dots (3)$$

(2)式より、 I_{LCC} は結合係数 k の2乗に比例する値である。よって、受電コイルが存在しない($k=0$)の時は送電側回路に過大な電流が流れない。つまり、インバータに対して Double-LCC 方式の送電コイルの複数並列接続が可能であり、さらに、何らかの誤作動が起きた際の安全性の観点からも、実用的な回路構成と言える。また、(3)式より、送電コイルに流れる電流 I_T は電源電圧 E にのみ比例するため、待機時は送電コイルの印可電圧を下げることで、送電コイルで発生する銅損による待機損失を低減することができる。

〈2・2〉 N-Legged Converter (NLC) 本論文で使用する N-Legged Converter (NLC)を Fig.2 に示す。送電コイル n 個のシステムに対して、NLC は $n+1$ 個のレグで構成され、隣り合うレグに1個の送電コイルが対応する。Fig.3 に NLC の位相シフト制御の電圧を示す。レグはすべて Duty 比を0.5で駆動させ、隣り合うレグを位相差 ΔD_i で動作させることで位相シフト制御を行う。この時の出力電圧 V_i の基

本波周波数の実効値は(4)式で表される。

$$V_i(RMS) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{dc} \sin \frac{\Delta D_i}{2} \quad \dots (4)$$

(3)式からわかるようにそれぞれの出力電圧 $V_i(RMS)$ は位相差 ΔD_i を設定することで独立に制御することができる。

NLC のメリットとして、送電コイル n 個のシステムを構成するのに必要な半導体素子数(レグの数)を $2n$ 個から $n+1$ 個と約半分に削減できる点がある。他の半導体素子数を削減できる方式として1個のインバータに複数の送電コイルを並列に接続する方式⁽⁸⁾があるが、電力定格が n 倍必要になってしまう。一方で NLC ではレグ1つあたりの電力定格が2倍で済むことから優れていると言える。デメリットとしては電圧を出力しない位相差 $\Delta D_i = 0$ の時の動作があげられる。通常フルブリッジインバータで出力電圧をゼロにする場合、レグのスイッチングを停止し、両レグの下側アームをオンとすることで可能である。NLC でもすべてのレグの下側アームをオンすることで出力電圧をゼロにすることは可能である。しかし、1か所でも電圧を出力したい場合、その部分の位相差を 180° 、それ以外の電圧を出力しない部分も位相差 0° とするため全てのレグを駆動しなければならない。これにより MOSFET の出力容量の充放電に起因する損失が発生してしまう⁽¹⁶⁾。

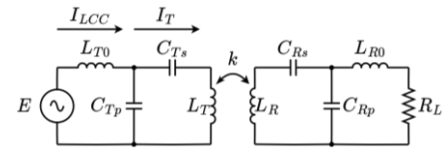


Fig. 1. Double-LCC compensation topology.

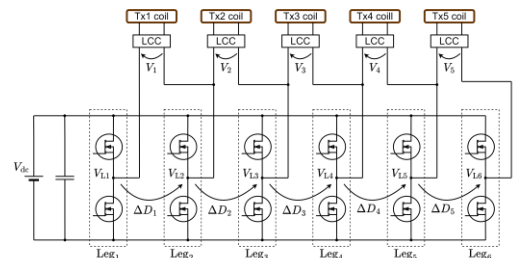


Fig. 2. N-Legged Converter (NLC).

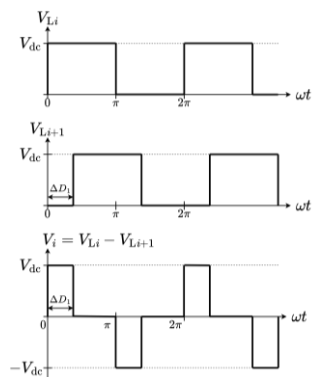


Fig. 3. Voltage waveform of NLC phase shift control.

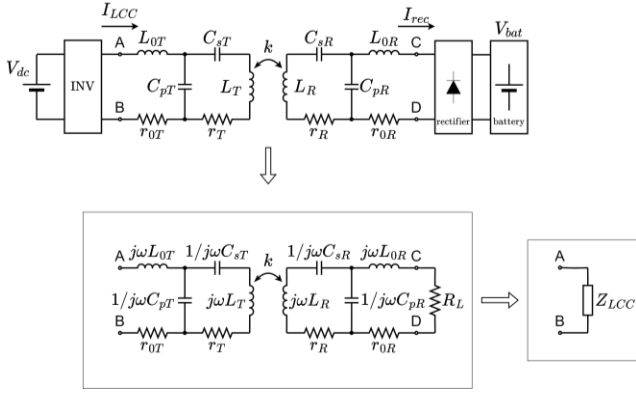


Fig. 4. Double-LCC system and equivalent impedance.

3. 分圧電圧による待機損失低減と車両検出手法

〈3・1〉 Double-LCC 方式の入力インピーダンス Fig.4

に Double-LCC 方式送電システムと等価インピーダンスを示す。Fig.4 のように送電側は直流電圧源とインバータで矩形波を印加する。受電側は全波整流器とバッテリーを模擬した定電圧負荷で構成される。Double-LCC の入力インピーダンスを考えるために、整流器以降を等価抵抗 R_L で置き換える。まず、点 AB 間の電圧 V_{AB} と点 CD 間の電圧 V_{CD} はそれぞれ $\pm V_{dc}$ 、 $\pm V_{bat}$ の矩形波となるためその基本波成分はそれぞれ(5)、(6)式のように表せる。

$$V_{AB} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{dc} \quad (5)$$

$$V_{CD} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{bat} \quad (6)$$

出力電流 I_{rec} は Double-LCC 方式が持つ定電流出力特性より(7)式のように表せる。ここでは計算の簡単のためにコイルの内部抵抗を無視する。

$$I_{rec} = V_{AB} \cdot \frac{k\sqrt{L_T L_R}}{\omega_{sw} L_0 T L_0 R} \quad (7)$$

よって、(5)、(6)、(7)式より、点 CD から見た整流器以降の等価抵抗 R_L は

$$R_L = \frac{V_{CD}}{I_{rec}} = \frac{V_{CD}}{V_{AB}} \cdot \frac{\omega_{sw} L_0 T L_0 R}{k\sqrt{L_T L_R}} = \frac{V_{bat}}{V_{dc}} \cdot \frac{\omega_{sw} L_0 T L_0 R}{k\sqrt{L_T L_R}} \quad (8)$$

と表せる。次に、点 AB 間から見た入力インピーダンス Z_{LCC} は R_L を用いて

$$Z_{LCC} = r_{0T} + \frac{\omega_{sw}^2 L_{0T}^2}{r_T + \frac{k^2 \omega_{sw}^2 L_T L_R}{r_R + \frac{\omega_{sw}^2 L_{0R}^2}{r_{0R} + R_L}}} \quad (9)$$

と表せる。この Z_{LCC} について、結合係数 k と抵抗 R_L との関係を図.5 に示す。パラメータは Table.1 の Tx1、Table.2 の Rx1 を適用している。Fig.5 から結合係数の増加に伴い Z_{LCC} が急激に低下することがわかる。本論文で提案する車両検出手法では、この入力インピーダンス Z_{LCC} の低下を検出に用いる。抵抗 $R_L = 2 \Omega$ など小さい抵抗 R_L では Z_{LCC} の変動が小さいが、本システムでは結合係数 $k = 0.15$ 程度が最大値であり、この時の抵抗 R_L は(8)式より計算すると $R_L =$

44.7 [Ω]であり、この値より小さくなることはないことから、十分検出可能な変動であると考えられる。一方で $k = 0$ の時、ある一定のインピーダンスを持つことがわかる。これは主に送電コイルの内部抵抗 r_T によるもので、銅損による待機損失はこれに起因する。

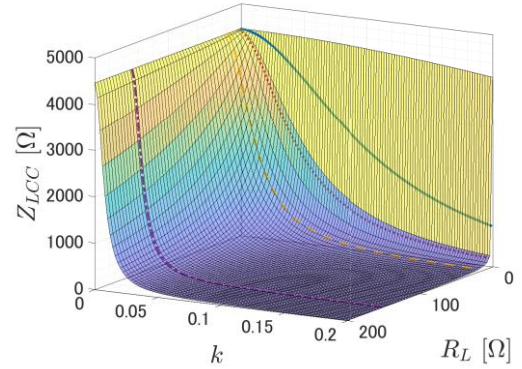
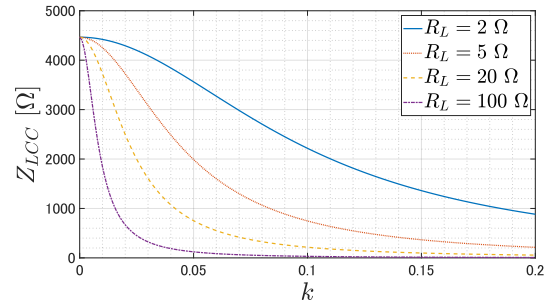

 (a) 3D graph of Z_{LCC} , k , R_L .

 (b) 2D graph of Z_{LCC} , k

 Fig. 5. Input impedance Z_{LCC} vs. coupling coefficient k and R_L based on Eq.(9).

〈3・2〉 NLC の送電コイル接続構造

ここでは送電コイル数 $n = 4$ を例に説明する。Fig.6 に NLC における送電コイルの接続構造を示す。NLC の送電コイルの接続について注目すると、Fig.6(a)のように送電コイルが直列に接続されたような構造が見て取れる。ここで、NLC の両端のレグのみを駆動し、それ以外を駆動しないことを考える。駆動しないレグは上下アームの MOSFET がオンしないため、Fig.6(b)のようにレグの出力部が解放状態の等価回路と見ることができる。このようにインバータの回路トポロジーとレグの駆動を工夫することで、送電コイルの直列接続構造を作り出すことができる。

〈3・3〉 待機損失の低減効果

Fig.6(b)からわかるように、結合が発生していない場合は 4 個の待機中の送電コイルが直列に接続された状態となり、分圧されていることがわかる。この時の各送電コイルに印可される電圧 V_i は(4)式を用いて

$$V_i = \frac{1}{4} \cdot \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{dc} \sin \frac{\Delta D_i}{2} \quad (10)$$

となることがわかる。このように送電コイル数が n 個の時、送電コイルに印可される電圧が $1/n$ となることから、銅損による待機損失を $1/n^2$ に削減できることがわかる。先行研究⁽¹¹⁾ ⁽¹²⁾は位相シフト制御によりインバータの印加電圧自体を小さくする手法であるといえる。一方で、本手法は位相シフト制御の有無によらず、インバータによる印加電圧をさらに $1/n$ する手法である。よって、位相シフト制御と併用することも可能であり、更なる送電コイル銅損低減も期待できる。また、駆動しているレグ数が $n+1$ 個から両端の2個となるため、インバータによる待機損失を $2/(n+1)$ 程度に削減することが期待できる。

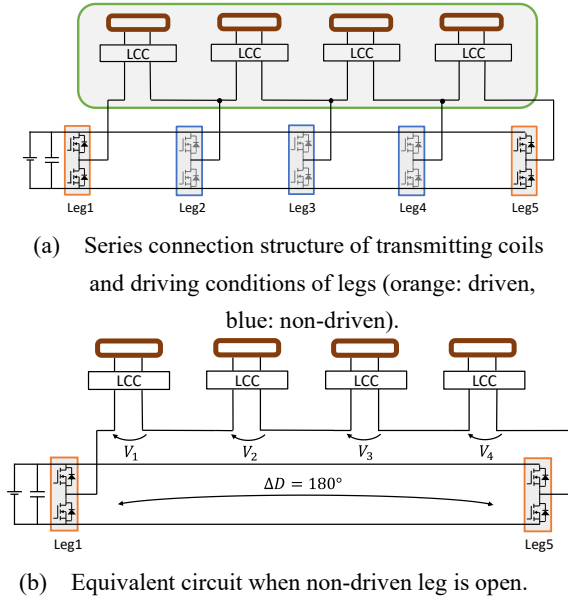


Fig. 6. Connection structure of transmitting coils in NLC.

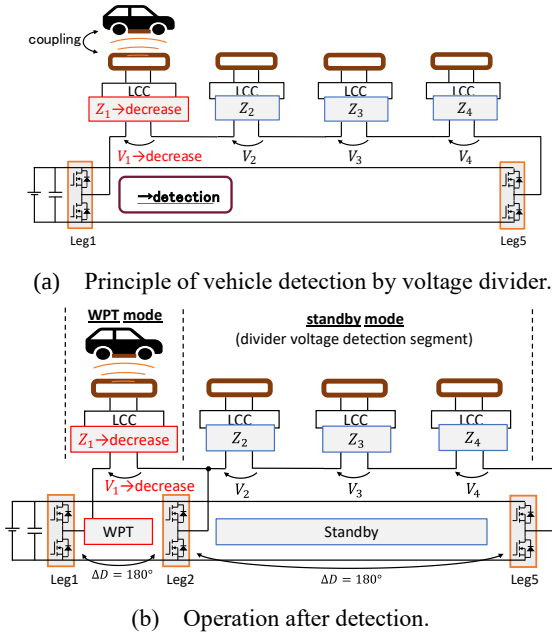


Fig. 7. Principle of vehicle detection by voltage divider of Double-LCC.

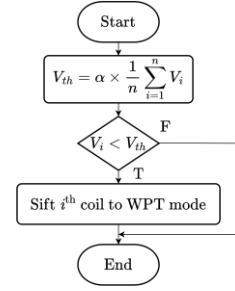
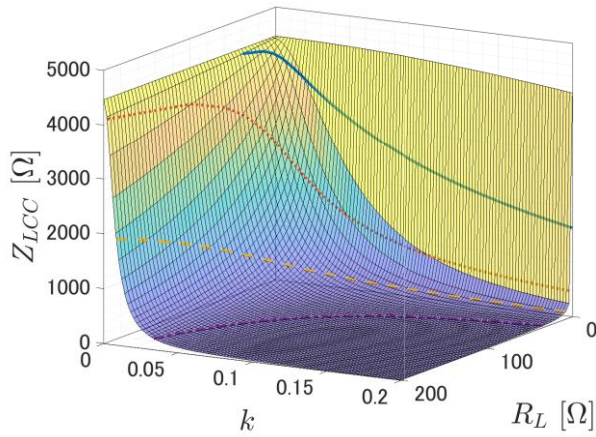
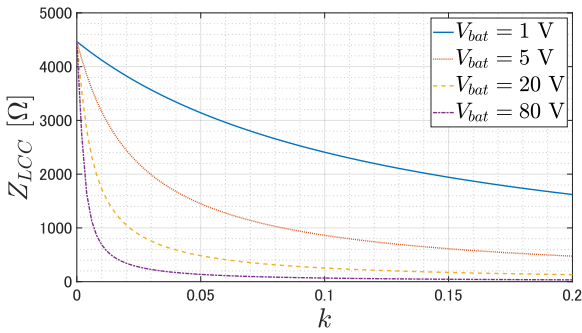


Fig.8 Flowchart of switching control of voltage divider detection segment.

〈3・4〉車両検出手法と切り替え制御 Fig.7 に Double-LCC の直列分圧電圧による車両検出原理を示す。まず待機中の送電コイルが連続する部分を分圧電圧検出セグメントと呼称する。送受電コイルが結合していない時、各送電コイルの入力インピーダンス Z_i は(9)式より同じインピーダンスとなるため、分圧電圧も等しい。次に、Fig.7(a)のように送受電コイルが結合した場合を考える。Fig.5 からわかるように結合が発生した送電コイルの入力インピーダンスは急激に低下する。分圧電圧の比は分圧するインピーダンスの比と等しいため、分圧電圧も急激に低下する。本論文の車両検出手法では、この入力インピーダンスの低下に伴う分圧電圧の低下を電圧センサーにより検出することで、車両を検出する。Fig.7(b)のように、車両を検出したコイルでは対応するレグを位相差 180° で駆動を開始することで電圧を印加し電力伝送を行う。一方で、Fig.7(b)の車両を検出なかった送電コイル部分では、引き続き3個の送電コイルの分圧による検出が可能であることが分かる。このように、任意のセグメント区間で分圧電圧検出が可能なメリットがある。Fig.8 に分圧電圧検出セグメントの切り替え制御のフローチャートを示す。まず分圧電圧検出セグメントの分圧電圧の平均に係数 α : ($0 < \alpha < 1$)をかけた閾値電圧 V_{th} を計算する。各送電コイルの分圧電圧を閾値と比較し、閾値より小さい場合は車両を検出したとして電力伝送を行う。しかし、分圧するためにレグの駆動を停止する関係上、待機中コイルが隣接していない場合や電力伝送をしている送電コイルなど、コイル両端のレグを駆動している部分では、分圧自体が発生しないため、分圧電圧による検出ができない。この部分については送電コイルの電流から車両検出を行う先行研究⁽¹²⁾の手法を採用した。先行研究⁽¹²⁾ではインバータの出力電流 I_{LCC} の大きさから車両検出を行っているが、これは(9)式のインバータから見た Double-LCC 回路の入力インピーダンス Z_{LCC} の変化に伴う電流 I_{LCC} の変化を見ているとも言える。そこで、分圧電圧検出が不可能な部分では I_{LCC} の増加から車両が近づいたことを検出する。また、 I_{LCC} の減少から車両が遠ざかったことを検出し、一定時間後にインバータの駆動を停止している。これは、電力伝送用に高い電圧を印加している状態から分圧状態へと遷移すると、過渡的な現象によりもとの分圧電圧検出セグメントで車両の誤検出が起きることを防ぐためである。

(a) 3D graph of Z_{LCC} , k , R_L .(b) 2D graph of Z_{LCC} , k Fig. 9. Input impedance Z_{LCC} vs. coupling coefficient k and R_L based on Eq.(8).

〈3・5〉 係数 α と閾値電圧 V_{th} の設計 係数 α の設計には、Double-LCC 回路の入力インピーダンス Z_{LCC} が結合係数 k によってどのように変化するのかが重要となる。本論文では、理論による検出可能性と待機損失の低減効果の検証に重点を置いたため、実験で用いた係数 α は実測を基に決定した。しかし、理論的に係数 α を設計することが望ましい。そこで、係数 α を決定する指針となる事項を述べる。Fig.5 では一般的な Double-LCC 回路の特性を示すために負荷抵抗 R_L は一定の値として扱ったが、実際の負荷抵抗 R_L は(8)式のように結合係数 k と受電側定電圧 V_{bat} に依存する値であることがわかる。この定電圧 V_{bat} は受電側での定電力制御などの制御により変動することが予想される。Double-LCC の定電流出力特性により、電力を多く受電したい場合は電圧 V_{bat} を上昇させる。車両検出システムとしては、受電側の負荷状況によらずに検出できることが望ましい。ここで、(8)式を元にした入力インピーダンス Z_{LCC} と結合係数 k 、抵抗 R_L の関係を Fig.9 に示す。Fig.9 を見ると本論文のシステムでの電圧 $V_{bat} = 80$ [V]やその 16 分の 1 の電圧である $V_{bat} = 5$ [V]までは入力インピーダンス Z_{LCC} の十分大きな低下が得られることがわかる。そこで、定格電力の 16 分の 1 の受電側の負荷状況までを結合係数 $k = 0.05$ で検出する、などの設計要件により係数を設計できると考えられる。一

方で、受電が電力を全く受け取りたくない場合、車両検出システムとしては検出しないことが望ましい。この時、受電側は電圧 V_{bat} をゼロとすることで電力を受電しないようにできるが、素子の内部抵抗やダイオードの順方向電圧などの要因で電圧が発生してしまうことも考えられる。Fig.9 の $V_{bat} = 1$ [V]の場合を見ると、係数 α の設計によっては結合係数が大きい領域で車両が検出されてしまうことが考えられる。例として係数 $\alpha = 0.3$ とした場合は $Z_{LCC} = 1.34$ [kΩ]となり、 $V_{bat} = 1$ [V]では結合係数 $k = 0.2$ の領域まで検出しないことがわかる。このように受電側の負荷状況や検出の上限・下限を定めることで係数 α を決定する指針とできると考える。

4. 実験

提案した車両検出手法及び待機損失の低減効果を実験により検証する。送電コイル 5 個、受電コイル 3 個のシステムを構築し、測定を行った。Fig.10、11 にシステムの外観と構成を示す。また、Fig.12、13 に送受電コイルとその結合係数を示す。受電コイル 1 個の単一受電では Rx2 コイルのみを用いた。以降、受電コイル 3 個の場合を複数受電、受電コイル 1 個の場合を単一受電と呼ぶ。Table.1、2、3 に各パラメータを示す。なお複数受電では受電コイル同士のクロスカップリングはないシステムである。また、分圧電圧検出の原理自体を検証するため、位相シフト制御は行わず、位相差 $\Delta D = 180^\circ$ として実験した。

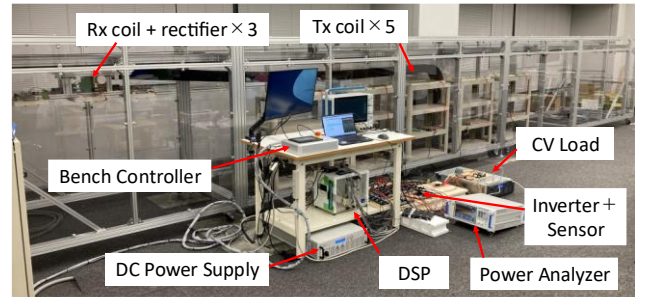


Fig. 10. System appearance.

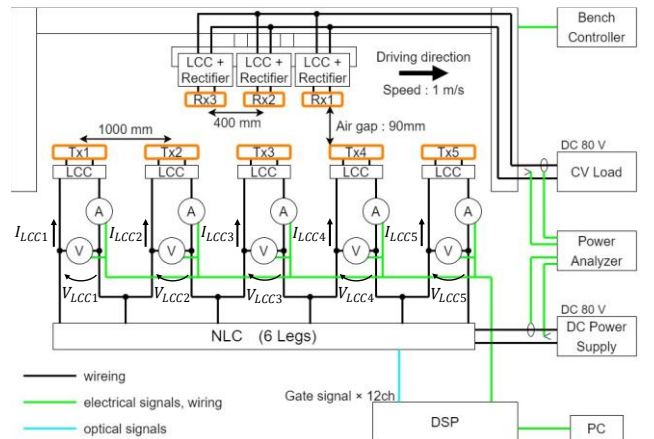
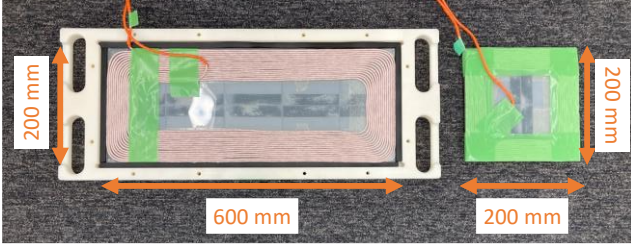


Fig. 11. System configuration.



(a) Transmitting and Receiving Coil Size.

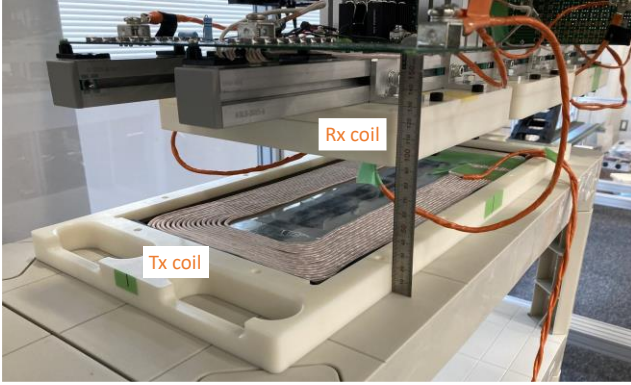
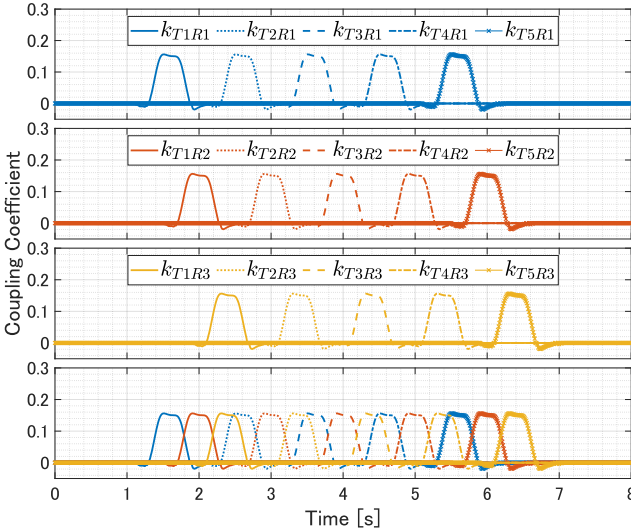

 (b) Arrangement of transmitting and receiving coils
 Fig. 12. Transmitting and Receiving Coil.


Fig. 13. Coupling coefficient between transmitting and receiving coils in this system.

Table 1. Parameters on the transmitting side

	Tx1	Tx2	Tx3	Tx4	Tx5
L_T [μ H]	206.6	206.1	205.9	205.5	205.1
r_T [m Ω]	155	150	147	155	148
L_{0T} [μ H]	49.26	49.3	49.32	49.3	49.3
r_{0T} [m Ω]	53	49	88	79	69
C_{pT} [nF]	72.37	71.7	71.42	71.4	71.15
C_{sT} [nF]	22.46	22.39	22.22	22.15	22.52

Table 2. Parameters on the receiving side

	Rx1	Rx2	Rx3
L_R [μ H]	51.22	51.65	51.7
r_R [m Ω]	62.5	74.5	70.5
L_{0R} [μ H]	26.23	26.6	26.5
r_{0R} [m Ω]	22.7	38.8	38.8
C_{pR} [nF]	110.3	112.3	111.3
C_{sR} [nF]	174.3	171.9	173

Table 3. Parameters of the system

Symbol	Value
V_{DC}, V_{bat}	80 V
f_{sw}	85 kHz
Tx coil size	500 $\times$ 200 mm
Rx coil size	200 $\times$ 200 mm
Gap Tx to Rx	100 mm
Speed	1 m/s

〈4・1〉 分圧電圧の検証 送受電コイルの結合による分圧電圧の低下を検証する。送電コイル 5 個分圧について、単一受電と複数受電で、各送電コイルの分圧電圧を測定した。また、測定された分圧電圧から、 $\alpha = 0.3$ とした閾値電圧 V_{th} を計算した。Fig. 14 に単一受電、Fig. 15 に複数受電の分圧電圧 V_{LCCi} と閾値電圧 V_{th} を示す。Fig. 14、15 より送受電コイルの結合により、分圧電圧の低下が確認でき、車両検出が可能なることがわかる。また、閾値電圧は結合によらず一定であり、閾値として有用であることが確認できた。

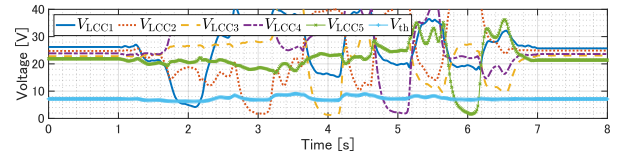


Fig. 14 Voltage divider for single receiving.

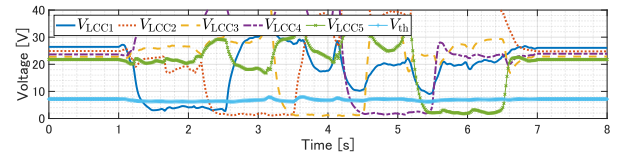


Fig. 15 Voltage divider for multiple receiving.

〈4・2〉 待機損失の低減効果の検証 送電コイルの銅損による待機損失について、分圧による損失低減効果を検証する。ここでは、分圧なしの場合(w/o)と送電コイル 5 個分圧(w/)について、送電側の各 LCC 回路の電圧 V_{LCC} 、電流 I_{LCC} 、各送電コイルに流れる電流 I_T を測定した。Fig. 16 に各波形、Table.4 に測定結果を示す。Table.4 を見ると、分圧なしに対して分圧ありでは各送電コイル電流 I_T が平均 23.3%に減少していることがわかる。送電コイル数 $n = 5$ の時の減少量の理論値 20%に近いことから、分圧が行えていることが

わかる。送電コイル電流が減少したことから、漏洩磁界の削減も期待できる。また、送電コイルの銅損は平均 5.5%に減少できていることが確認できた。

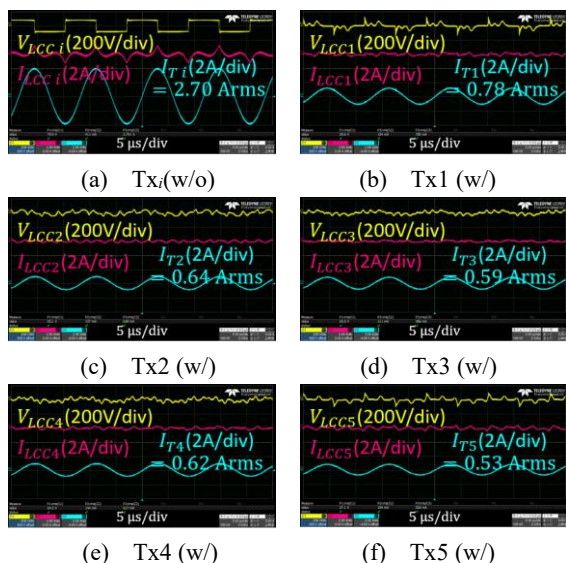


Fig. 16. Waveforms of voltage V_{LCC} , current I_{LCC} , and each transmitting coil current I_T in the transmitting side LCC circuit.

Table 4. Measurement results

	w/o	w/				
	Tx _i	Tx1	Tx2	Tx3	Tx4	Tx5
Current of Tx coil : I_T [A]	2.701	0.780	0.638	0.586	0.617	0.526
Decrease rate of I_T [%]		28.9	23.6	21.7	22.8	19.5
Decrease rate of Copper loss [%]		8.3	5.6	4.7	5.2	3.8

〈4・3〉切り替え制御(単一受電) 単一受電において、提案手法による車両検出と切り替え制御を検証する。車両検出・切り替え制御なし(w/o)とあり(w/)の場合について、電力伝送を行い、電力・損失・効率を比較した。閾値電圧 V_{th} は係数 $\alpha = 0.3$ とした。Fig. 17 に送電側の各 LCC 回路の電圧 V_{LCC} 、電流 I_{LCC} 、送電コイルの状態(緑：待機、赤：電力伝送)を示す。Fig. 18 に電力・損失・効率、Fig. 19 に電力量・損失量・総合効率を示す。Fig. 17 の電圧 V_{LCC} を見ると、分圧電圧の低下による車両検出と切り替え制御ができていることがわかる。また、Fig. 18 より待機損失の減少と効率の向上が見て取れる。1 秒地点における待機損失は 85.2%減少し、効率は 2 秒地点で最大 6.8 ポイント向上した。Fig. 19 より 8 秒地点で損失量は 54.0%減少し、総合効率は 14.5 ポイント向上した。

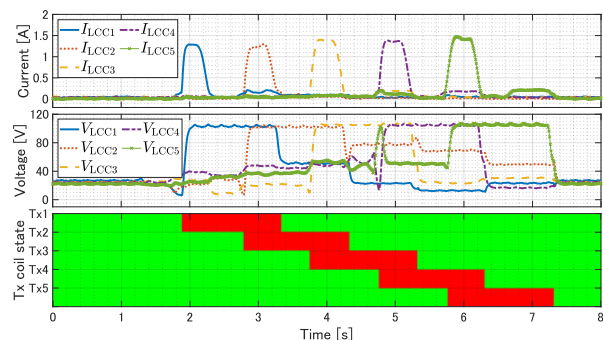


Fig. 17. V_{LCC} , I_{LCC} , and state, of each LCC circuit on the transmitting side in single receiving (green: standby mode, red: transmitting mode).

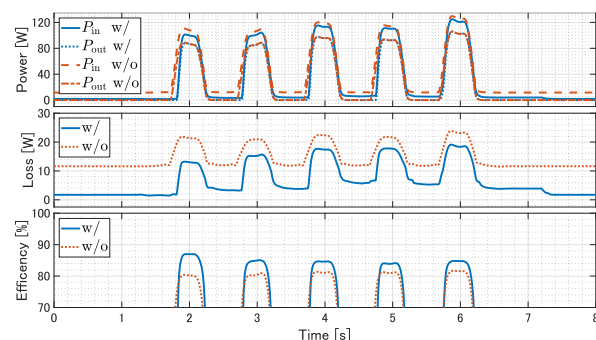


Fig. 18. Power, Losses, and Efficiency in a single receiving.

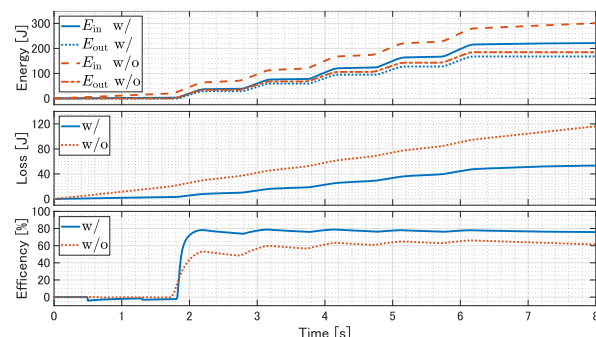


Fig. 19. Total energy, loss, and overall efficiency in a single receiving.

〈4・4〉切り替え制御(複数受電) 複数受電において、〈4・3〉と同様の切り替え制御と測定を行った。Fig. 20 に送電側の各 LCC 回路の電圧 V_{LCC} 、電流 I_{LCC} 、送電コイルの状態(緑：待機、赤：電力伝送)を示す。Fig. 21 に電力・損失・効率、Fig. 22 に電力量・損失量・総合効率を示す。Fig. 20 の電圧 V_{LCC} を見ると、分圧電圧の低下による車両検出と切り替え制御ができていることがわかる。また、Fig. 21 より待機損失の減少と効率の向上が見て取れる。1 秒地点における待機損失は 85.1%削減され、効率は 2 秒地点で最大 6.39 ポイント向上した。Fig. 22 より 8 秒地点で損失量は 34.0%削減し、総合効率は 5.44 ポイント向上した。

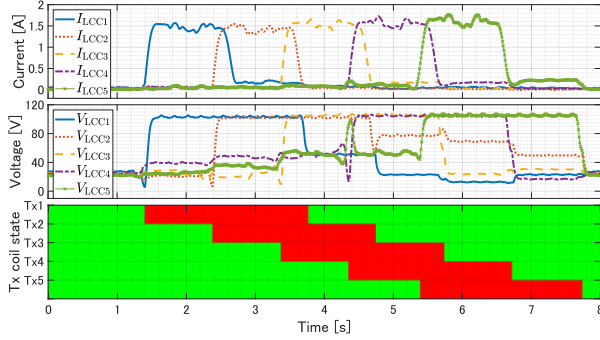


Fig. 20. V_{LCC} , I_{LCC} , and state, of each LCC circuit on the transmitting side in multiple receiving (green: standby mode, red: transmitting mode).

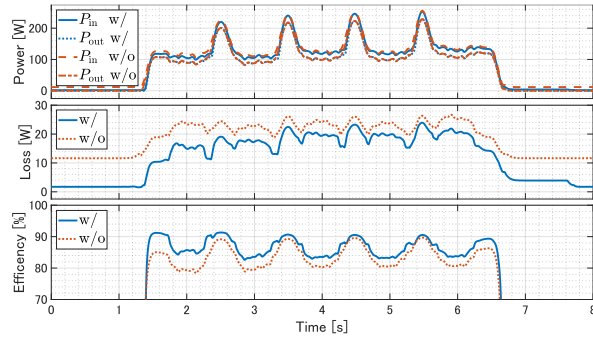


Fig. 21. Power, Losses, and Efficiency in a multiple receiving.

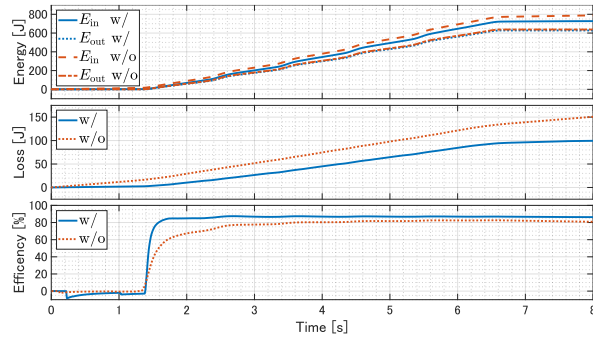


Fig. 22. Total energy, loss, and overall efficiency in a multiple receiving.

5. まとめ

本論文では、Double-LCC 方式の入力インピーダンスと NLC による送電コイルの直列接続構造に着目し、送電コイルの直列分圧による待機損失低減と車両検出手法を提案した。実験により、単一受電と複数受電の双方で、分圧電圧により車両検出が可能なことを示し、待機損失の低減効果を検証した。また、車両検出による切り替え制御が可能なことを示し、損失の低減、効率の向上を確認した。

今後の課題として、位相シフト制御など他の車両検出手法との比較、係数 α のより理論的な設計手法、送電コイルの最大直列数と経済性の比較、送電コイル同士の結合であるクロスカップリングが発生した際の検討があげられる。

6. 謝辞

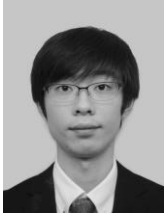
この成果は、国土交通省の委託業務の結果得られたものである。ここに記して謝意を表す。

文 献

- (1) C. Mi, G. Buja, S. Y. Choi and C. T. Rim, "Modern Advances in Wireless Power Transfer Systems for Roadway Powered Electric Vehicles", IEEE Transaction Industrial Electronics, vol. 63, no. 10, pp. 6533-6545, 2016.
- (2) SAE International, "Wireless Power Transfer for Light-Duty Plug-in/Electric Vehicles and Alignment Methodology J2954," Issued 2016-05, Revised 2020-10.
- (3) D. Patil, J. M. Miller, B. Fahimi, P. T. Balsara and V. Galigekere, "A Coil Detection System for Dynamic Wireless Charging of Electric Vehicle," in IEEE Transactions on Transportation Electrification, vol. 5, no. 4, pp. 988-1003, Dec. 2019.
- (4) A. Echols, S. Mukherjee, M. Mickelsen and Z. Pantic, "Communication Infrastructure for Dynamic Wireless Charging of Electric Vehicles," 2017 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), San Francisco, CA, USA, 2017, pp. 1-6.
- (5) A. C. Bagchi, A. Kamineni, R. Zane and R. B. Carlson, "Comparative Analysis of DWPT Topologies and Regulation Schemes for Improved Controllability," 2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Detroit, MI, USA, 2020, pp. 5199-5206.
- (6) K. Hata, T. Imura, H. Fujimoto, Y. Hori and D. Gunji, "Charging Infrastructure Design for In-motion WPT Based on Sensorless Vehicle Detection System," 2019 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW), London, UK, 2019, pp. 205-208.
- (7) D. Shirasaki, H. Fujimoto and Y. Hori, "Sensorless Vehicle Detection Using Vehicle Side Voltage Pulses for In-motion WPT," 2020 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW), Seoul, Korea (South), 2020, pp. 320-325.
- (8) K. Sasaki and T. Imura, "Combination of Sensorless Energized Section Switching System and Double-LCC for DWPT," 2020 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW), Seoul, Korea (South), 2020, pp. 62-67.
- (9) B. J. Varghese et al., "Multi-Pad Receivers for High Power Dynamic Wireless Power Transfer," 2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Detroit, MI, USA, 2020, pp. 5162-5168.
- (10) F. Farajizadeh, D. M. Vilathgamuwa, D. Jovanovic, P. Jayathurathnage, G. Ledwich and U. Madawala, "Expandable N-Legged Converter to Drive Closely Spaced Multitransmitter Wireless Power Transfer Systems for Dynamic Charging," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 35, no. 4, pp. 3794-3806, April 2020.
- (11) Akihiro Okazaki, Takehiro Imura, Yoichi Hori, "Transmission Circuit Switching Control System Combining Speed Estimation and N-Legged Converter for Dynamic Wireless Power Transfer", 2022 Asian Wireless Power Transfer Workshop (AWPT2022), Hybrid, Dec. 2022.
- (12) K. Kobayashi, T. Imura and Y. Hori, "A Method for Reducing Standby Losses by Vehicle Detection and Switching Control in a System Configuration for Multiple Vehicles in Dynamic Wireless Power Transfer," 2023 IEEE Wireless Power Technology Conference and Expo (WPTCE), San Diego, CA, USA, 2023, pp. 1-6.
- (13) V. -B. Vu et al., "Operation of Inductive Charging Systems Under Misalignment Conditions: A Review for Electric Vehicles," in IEEE Transactions on Transportation Electrification, vol. 9, no. 1, pp. 1857-1887, March 2023.
- (14) H. T. Nguyen et al., "Review Map of Comparative Designs for Wireless High-Power Transfer Systems in EV Applications: Maximum Efficiency, ZPA, and CC/CV Modes at Fixed Resonance Frequency Independent From Coupling Coefficient," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 37, no. 4, pp. 4857-4876, April 2022.
- (15) S. Li, W. Li, J. Deng, T. D. Nguyen and C. C. Mi, "A Double-Sided LCC Compensation Network and Its Tuning Method for Wireless Power Transfer," in IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 64, no. 6, pp. 2261-2273, June 2015.

- (16) B. Stevanović, D. Serrano, M. Vasić, P. Alou, J. A. Oliver and J. A. Cobos, "Highly Efficient, Full ZVS, Hybrid, Multilevel DC/DC Topology for Two-Stage Grid-Connected 1500-V PV System With Employed 900-V SiC Devices," in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 7, no. 2, pp. 811-832, June 2019.

佐藤 優介



（学生員） 2001年7月9日生。2024年3月東京理科大学創域理工学部電気電子情報工学科卒業。同年4月同大学大学院創域理工学研究科電気電子情報工学専攻修士課程に進学。主として磁界共振結合を用いた自動車向け走行中ワイヤレス給電に関する研究に従事。

居村 岳広



（正員） 1980年8月11日生。2005年3月上智大学理工学部電気電子工学科卒業。2007年3月東京大学大学院工学系研究科電子工学 専攻修士課程修了。2010年3月同大学大学院工学系研究科電気工学専攻博士後期課程卒業。同年4月同大学大学院新領域創成科学研究科 客員共同研究員。同年9月同大学大学院新領域創成科学研究科助教。2015年9月同大学大学院工学系研究科電気系工学専攻特任講師。2019年4月より東京理科大学理工学部電気電子情報工学科准教授。2015年電気学会産業応用部門論文賞，2017年 IEEE Trans. on Power Electronics 最優秀論文賞などを受賞。現在，磁界共振結合，電界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送の研究，再生可能エネルギーと組み合わせた走行中の電気自動車，電気機器へのワイヤレス電力伝送，がん治療への応用の研究に従事。電気学会，電子情報通信学会，自動車技術会，IEEE 各会員。

堀 洋一



（フェロー） 1955年7月14日生。1983年東京大学大学院博士課程修了。助手，講師，助教授を経て，2000年2月同大学電気工学科教授。この間，1991年～1992年，カリフォルニア大学バークレー校客員研究員。2002年10月東京大学生産技術研究所教授。2008年4月より東京大学大学院新領域創成科学研究科教授。専門は制御工学とその産業応用，特に，

モーションコントロール，メカトロニクス，電気自動車などの分野への応用研究。最近は，ワイヤレス給電の研究と普及にも注力。電気学会産業応用部門元部門長，自動車技術会元技術担当理事，日本能率協会モータ技術シンポジウム委員長，キャパシタフォーラム会長，日本自動車研究所理事，次世代自動車振興センター（NeV）代表理事，世界電動車両協会 WEVA 前会長など。1993年，2001年，および2013年，IEEE Trans. on Industrial Electronics 最優秀論文賞，2000年電気学会論文賞，2005年日本 AEM 学会著作賞，2010年産業応用部門貢献賞，2011年電気学会業績賞などを受賞。IEEE (Fellow)，自動車技術会（フェロー），計測自動制御学会，システム制御情報学会，日本ロボット学会，日本機械学会，パワーエレクトロニクス学会などの会員。