

走行中無線給電のための定電流制御を用いた Double-LCC のセンサレス車両検知手法に関する提案

高田 淳樹*, 松本 諒, 藤本 博志 (東京大学)
角谷 勇人 (株)デンソー

Sensorless Vehicle detection of Double-LCC Using Constant Current Control for Dynamic WPT

Atsuki Takata*, Ryo Matsumoto, Hiroshi Fujimoto (The University of Tokyo)

Hayato Sumiya (DENSO CORPORATION)

In Dynamic Wireless Power Transfer (DWPT), S-S and Double-LCC have been used as typical compensation topologies. While the S-S topology requires vehicle detection to suppress large coil current, the Double-LCC topology does not require it for its characteristics. However, without vehicle detection, constant current flows in the road side coil in the Double-LCC topology. Therefore, in order to improve the efficiency and reduce the EMF, this paper proposes a vehicle detection method for the Double-LCC topology by using constant current control and extending the detection method for the S-S topology, and verifies its effectiveness by simulation and experiment.

キーワード：走行中無線給電, 電気自動車, Double-LCC, センサレス車両検知, 定電流制御
(Dynamic Wireless Power Transfer, Electric Vehicle, Double-LCC, Sensorless Vehicle Detection, Constant Current Control)

1. 序論

近年, 環境問題への懸念から電気自動車 (Electric Vehicle: EV) の研究が盛んに行われている。一方で EV には航続距離の長さや充電時間の長さ, バッテリーの重量等の問題があり, これらは EV 普及の阻害要因となっている⁽¹⁾。これを解決する手段として期待されているのが, 2007 年に MIT が発表した磁界共振結合方式の無線給電 (Wireless Power Transfer)⁽²⁾ を走行中の EV に応用した走行中無線給電 (Dynamic Wireless Power Transfer: DWPT) であり, 様々な研究が進められている^{(3)~(5)}。この技術を用いると, 道路に敷設された路面側コイルから走行中の EV の車両側コイルに無線で電力を送ることが可能になる。DWPT の技術が確立されると, 搭載するバッテリーの容量は削減され, EV は安価になる。さらに走行中に充電を行えるため航続距離の問題を解決することができる。

DWPT では, 車両側コイルが路面側コイルから受電する時間が短くなってしまふ。そのため車両の接近を検知し, 給電開始の判断を行う車両検知の技術が重要であり, これまでに様々な方法が提案されている^{(6)~(9)}。車両検知は主に, 検知を目的とした追加の外部センサを用いる方法と用いない方法に分けられる⁽⁶⁾。外部センサを用いると比較的に検知を行えるが, 追加コストが必要となり故障やノイズなどの外的要因にも弱くなってしまふ。一方, 外部センサを用いない方法はセンサレス車両検知と呼ばれ, 電力伝送を行うために必要なセンサを用いることでこれらの問題を解決することが可能

となる^{(7)~(9)}。この方法には, 検知用のコイルを新たに設ける方法⁽⁷⁾や, 検知用コイルを用いず送受電コイルの電流変化を用いる方法⁽⁸⁾⁽⁹⁾がある。後者の検知方法として, サーチパルスによる検知があり, 路面側コイル, もしくは車両側コイルにパルス状の電圧を印加し, 路面側コイルに流れる電流を観測することで車両の有無を判断している。そのため, 車両検知用の追加装置を用いず検知が可能であり, コストや故障確率を抑制できる。

DWPT を行う回路としては様々なものが検討されているが, 代表的には図 1 に示す Series-Series (S-S) 回路, 図 2 に示す Double-LCC 回路がある^{(11)~(13)}。DWPT では車両側コイルの移動で結合係数が大きく変動するため, 共振条件が結合係数に依存しないという特徴を持ったこれら 2 つの回路が良く用いられる⁽⁴⁾⁽¹⁴⁾⁽¹⁵⁾。S-S 回路では主に低結合領域で送電コイルに大電流が流れるため車両検知が必要であり, その方法はよく研究されている⁽⁸⁾⁽⁹⁾。一方で, Double-LCC 回路は低結合領域でも過大なコイル電流が流れないため車両検知は不要とされている⁽¹⁶⁾。しかし Double-LCC 回路において車両検知をしない場合, インバータ出力電流は抑制できるが送電コイルには一定電流が流れ続け, 損失や漏洩磁界が発生してしまふ⁽¹¹⁾。さらに先行研究は複数の路面側コイルが並んでいる状況で隣の路面側コイルの電流値を用いて車両を検知する方法であり, 路面側コイル一つだけで適用可能な方法ではない⁽¹⁷⁾。

そこで本研究では Double-LCC 回路における車両検知方法を提案し, 基本的な原理検証を行う。提案法は S-S 回路のセン

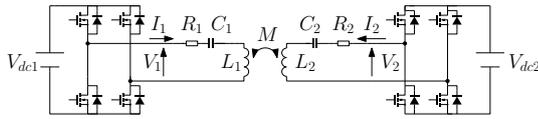


図1 S-S回路
Fig. 1. S-S topology.

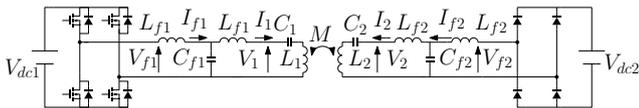


図2 Double-LCC回路
Fig. 2. Double-LCC topology.

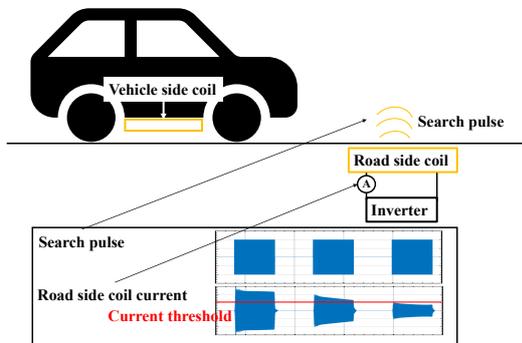


図3 DWPTシステムとサーチパルスによる検知
Fig. 3. DWPT system and detection by search pulse

サレス車両検知方法の一種である路面側サーチパルスを適用可能な条件を一次側電流を用いて作り出すことで、Double-LCC回路で車両を検知する。この方法はS-S回路とは異なり車両側にアクティブな整流器が不要であり、路面側コイル一つで車両検知できる。本研究では、Double-LCC回路においていくつかの結合係数で車両側コイルを固定して提案法を適用し、S-S回路と同様に路面側コイルの電流変化が得られることをシミュレーションと実験により確認した。

2. S-S回路の路面側サーチパルスを用いた検知方法

〈2・1〉 S-S回路 S-S回路の回路構成を図1に示す。S-S回路は、磁界共振結合方式において送受電コイルのインダクタンス L_1, L_2 にキャパシタンス C_1, C_2 の共振コンデンサを付加した回路であり、 R_1, R_2 はそれぞれ送受電コイルの内部抵抗である。 M は送受電コイルの相互インダクタンスであり、結合係数 k を用いて $M = k\sqrt{L_1 L_2}$ で表される。S-S回路はDouble-LCC回路に比べ最大効率の高さや素子数の少なさが特徴である⁽¹²⁾。

〈2・2〉 路面側サーチパルスを用いた検知 路面側サーチパルスを用いた検知は図3のようなシステムで行われる。サーチパルスはデューティ比を下げたインバータ出力を指し、待機電力を低減しつつ車両を検知する。S-S回路の路面側サーチ

表1 給電に関するパラメータ

Table 1. Parameters of power transfer.

Parameter	Symbol	Value
DC Voltage	V_{dc1}, V_{dc2}	10 V, 10 V
Resonant frequency	f	85 kHz
WPT inductance	L_1, L_2	239.4 μ H, 105.2 μ H
WPT resistance	R_1, R_2	68.9 m Ω , 25.1 m Ω
Filter inductance	L_{f1}, L_{f2}	22.5 μ H, 22.5 μ H
Filter capacitance	C_{f1}, C_{f2}	156 nF, 156 nF

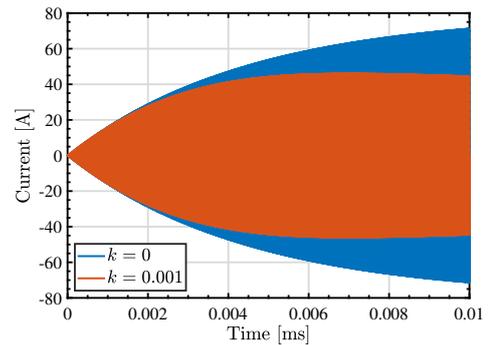


図4 S-S回路における路面側サーチパルスの電流振幅の変化
Fig. 4. Current change of road side search pulse for S-S topology.

パルスでは、車両側整流器の下アーム2つのスイッチをターンオンすることで回路を短絡した状態で、図3のように路面側インバータからサーチパルスを周期的に印加する。そして送受電コイル間の相対位置の移動により結合係数が増加すると路面側コイル電流が減少し、閾値を下回ることを確認すると給電する。コイル電流 I_1 の変化は、共振角周波数 ω とインバータ出力電圧 V_1 を用いて式(1)となる。

$$I_1 = \frac{R_2}{R_1 R_2 + \omega^2 k^2 L_1 L_2} V_1 \dots \dots \dots (1)$$

車両側コイルが移動していない状況でサーチパルスを印加したときの送電コイル電流の波形は図4のようになる。用いたパラメータは表1である。路面側サーチパルスでは結合係数が増加すると、包絡線の電流振幅が小さくなっていることが確認できる。また待機電力抑制の観点から、ある電流閾値を超えるとサーチパルス印加を中断するが、本シミュレーションではDouble-LCC回路との比較を行うためサーチパルスを印加し続けている。

3. Double-LCC回路の定電流制御を用いた検知方法

〈3・1〉 Double-LCC回路 Double-LCC回路を図2に示す。Double-LCC回路は、S-S回路に対し、インダクタンス、キャパシタンスが L_{f1}, C_{f1} または L_{f2}, C_{f2} のコイルとコンデンサからなり、イミタンス変換特性⁽¹⁰⁾を有するフィルタを路面側、車両側それぞれに付けたものである。フィルタのパラメータは4つの閉回路が共振状態となるように決定される⁽¹¹⁾。

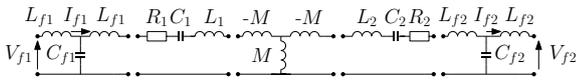


図5 F行列で表せる要素ごとに分解した Double-LCC 回路
Fig. 5. Double-LCC topology for F matrix.

Double-LCC 回路は S-S 回路に比べ、高調波抑制効果、位置ずれに対する電流や出力の安定性の面で優れている⁽¹²⁾。これは送受電コイルの前後に設けるフィルタが Low Pass Filter(LPF) 特性とイミタンス変換特性を有しているためである⁽¹⁸⁾。

〈3・2〉 定電流制御を用いた検知 上述した S-S 回路の検知方法を Double-LCC 回路に適用することを考える。サーチパルスによる車両検知には路面側サーチパルスと車両側サーチパルスの 2 種類があるが、路面側サーチパルスを使うことで車両側にアクティブ整流器を使わない構成が実現できる。また S-S 回路での路面側サーチパルスは路面側電流が図 4 のように大きく変化する。Double-LCC 回路においてもこの方法が適用できると、電流の変化量を確保でき、微小な結合係数での検知が実現できる。

S-S 回路の路面側サーチパルスでは、路面側インバータからサーチパルスを周期的に印加することで待機電力を抑制していた⁽⁸⁾。本研究では S-S 回路においてサーチパルスを印加している状況を、車両側コイルが動的に移動していないときに Double-LCC 回路で再現する方法を提案する。まず、図 2 において、フィルタのイミタンス変換特性から以下の式が求まる。

$$V_1 = \sqrt{\frac{L_{f1}}{C_{f1}}} I_{f1} \dots\dots\dots (2)$$

上式から、インバータ出力電流 I_{f1} を一定電流にすると、図 2 において V_1 に定電圧が印加され、S-S 回路で路面側からサーチパルスを印加する時と同じ状況が得られる。次に、車両側の整流器について考える。S-S 回路では車両側の回路は短絡状態としていた。図 2 において車両側の整流器に入力される電圧 V_{f2} とバッテリー電圧 V_{dc2} が、 $V_{f2} < V_{dc2}$ とすれば I_{f2} は流れず、車両側のフィルタ以降が開放状態と同じになり、S-S 回路で車両側を短絡状態にした時と同じ回路になる。

〈3・3〉 指令値の閾値の決定 提案法において、定電流制御の指令値である I_{f1ref} は、待機電力低減の観点からは小さい方が良く、電流センサの SN 比の観点からは大きい方が良いが、他にも指令値を決定する要因がある。以下にその要因を考察し、指令値を決定する。パラメータは表 1 において $V_{dc1} = V_{dc2} = 300 \text{ V}$ としている。

(1) 整流器の非導通条件

提案法を実現するには、定電流制御を行う際に車両側コイルがどの位置にいても整流器が非導通状態である必要がある。非導通条件 $V_{f2} < V_{dc2}$ を満たす I_{f1} は以下となる。図 5 から、回路の方程式は式 (3) と求まる。ここで、 X はフィルタの特性インピーダンスであり、 $X = \sqrt{\frac{L_{f1}}{C_{f1}}} = \sqrt{\frac{L_{f2}}{C_{f2}}}$ である。また、車

両側コイルの移動により送受電コイルのインダクタンス $L_1 \cdot L_2$ は変化するため、相対位置 x の関数としている。本研究室の実験ベンチで測定した実際のインダクタンス変動は図 6 のようになる。

$$\begin{bmatrix} V_{f1} \\ I_{f1} \end{bmatrix} = ABCDE \begin{bmatrix} V_{f2} \\ I_{f2} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3)$$

ここで、以下の条件を満たす。

$$A = \begin{bmatrix} 0 & jX \\ \frac{1}{jX} & 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4)$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & R_1 + j\omega L_1(x) + \frac{1}{j\omega C_1} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5)$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & j\omega M \\ \frac{1}{j\omega M} & 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (6)$$

$$D = \begin{bmatrix} 1 & R_2 + j\omega L_2(x) + \frac{1}{j\omega C_2} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (7)$$

$$E = \begin{bmatrix} 0 & jX \\ \frac{1}{jX} & 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (8)$$

また、非導通条件は以下の式となる。

$$V_{dc2} > |V_{f2}| \dots\dots\dots (9)$$

非導通状態で $I_{f2} = 0$ となることを考慮し、式 (3) から式 (9) を解くと以下の式になる。

$$V_{dc2} \left| \frac{(R_1 + j\omega L_1(x) + \frac{1}{j\omega C_1})(R_2 + j\omega L_2(x) + \frac{1}{j\omega C_2}) - (\omega M)^2}{\omega M X^2} \right| > |I_{f1}| \dots\dots\dots (10)$$

式 (10) に、図 6 に示す車両側コイルの位置ごとの結合係数とインダクタンスの値を代入することで、整流器が導通する I_{f1} の領域と導通しない I_{f1} の領域が図 7(a) のように求まる。ここで $V_{dc2} = 300 \text{ V}$ とした。図 7(a) から、整流器の非導通条件を満たす I_{f1} の最大値は、400 mm 付近で最小値 0.1 A を取るが、その値を取る座標の範囲は小さく、車両側コイルが高速で移動することを考えるとその時間は非常に短い。また実際にはフィルタの内部抵抗も存在するため、さらに非導通条件は満たされやすくなる。上記の結果から、1 A 程度で十分に非導通条件を満たすと考える。

(2) 流せる電流の最大値

I_{f1} には結合係数ごとに最大値が存在する。その最大値はデューティ比 1 のインバータ出力電圧を印加したときの電流 I_{f1} で求まる。車両側コイルの位置に関わらず同じ電流を流そうとすると、結合係数によって決まる I_{f1} の最大値が最も小さい時の値が、実質的に電流値の上限となる。式 (3) を解くと、電源から見たインピーダンス $Z_{in} = \frac{V_{f1}}{I_{f1}}$ が式 (11) のように求まり、ここから最大値が求まる。

$$Z_{in} = \frac{\frac{L_{f1}}{C_{f1}}}{R_1 + j\omega L_1(x) + \frac{1}{j\omega C_1} + \frac{(\omega M)^2}{R_2 + j\omega L_2(x) + \frac{1}{j\omega C_2}}} \dots\dots\dots (11)$$

インダクタンス変動を考慮したとき、式 (11) から求まる電流 I_{f1} の最大値をもとに、流せる電流値と流せない電流値の領域をプロットすると、図 7(b) のようになる。図 7(b) から、すべての結合係数で流せる I_{f1} は約 2 A であることがわかる。ただしこの値はデューティ比 1 のインバータ出力電圧を印加

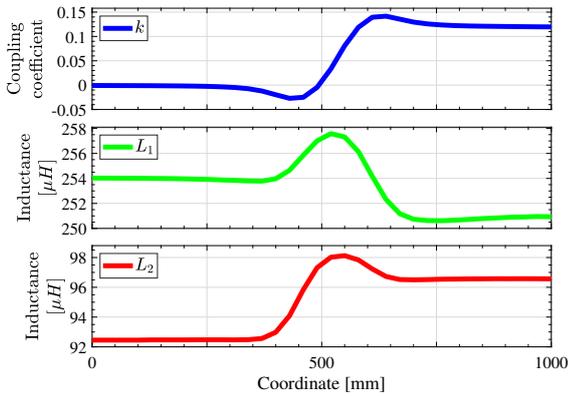
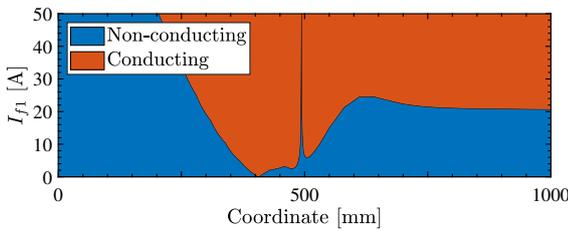
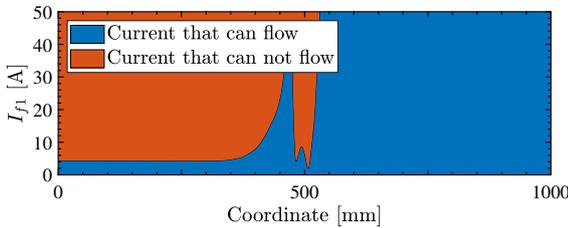


図6 実験ベンチにおいて車両側コイルを路面側コイルの10 cm 手前から近づけたときの各パラメータの変化
Fig. 6. Change in parameter of coil parameters when vehicle side coil approaches road side coil from 10 cm behind.



(a) Non-conducting condition of the rectifier.



(b) Maximum value.

図7 電流 I_{f1} の指令値の最大値を与える要因
Fig. 7. Factors giving the maximum command value of I_{f1} .

した場合であり、待機電力抑制の観点からはさらに小さい電流を流すことが望ましい。

以上の考察から、非導通条件を満たす I_{f1} は 1 A、流せる電流値の上限は 2 A であり、電流指令値の最大値は 1 A とすれ

表2 シミュレーションにおける各パラメータ

Table 2. Parameters for simulation.

Parameter	Value
Proportional gain	1
Integral gain	80000
Derivative gain	1.3
Sampling frequency	2.125 MHz
DFT low pass filter time constant	0.3 ms

ばよいことが分かった。最後に電流センサを用い電流指令値の最小値を決定する。正確に定電流制御を行うため電流センサの量子幅の 10 倍以上の電流指令値を確保したいとする。今回使用する電流センサは CT6862-05(日置電機)であり、その最大電流 50 A、振幅精度 0.06% から、量子幅は 0.03 A である。そのため今回はその 10 倍の 0.3 A が電流指令値の最小値となる。よって電流の範囲は $0.3 \text{ A} < I_{f1ref} < 1 \text{ A}$ と求まる。以上の条件を鑑み、今回は 0.5 A を電流指令値とした。

4. シミュレーション及び実験

いくつかの結合係数について、車両側コイルを固定した状況で定電流制御を行い、送電コイル電流 I_1 が変化することをシミュレーション及び実験で確認した。

〈4・1〉シミュレーション Double-LCC 回路では、主に低結合領域で I_{f1} に高調波が多く含まれるため、今回は離散フーリエ変換 (Discrete Fourier Transform: DFT) を使用して基本波成分を取り出す。システムのブロック線図は図 8 のようになる。インバータ出力電流 I_{f1} をサンプリングし、DFT を行うことで基本波成分の振幅を取得し、PID 制御を行うことで電流指令値に追従するためのインバータ出力電圧のデューティ比を生成している。シミュレーションで使用した各パラメータは表 2 である。DFT を行う際の電流のサンプリング周波数は 85 kHz の整数倍である 2.125 MHz とし、85 kHz の 1 周期ごとに DFT を行い、時定数 0.3 ms の LPF を通すことでその結果を平滑化している。

(1) インダクタンス変動を考慮しない場合

車両側コイルの移動によるインダクタンス変動を考慮しない場合のシミュレーションの結果を図 9(a) に示す。結合係数が増加すると S-S 回路と同様に大きく電流が減少している。

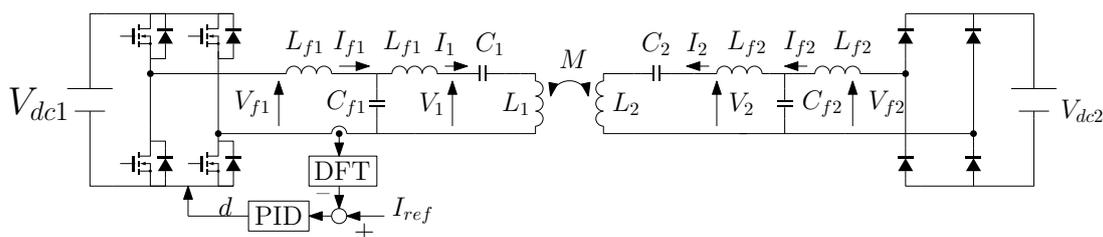
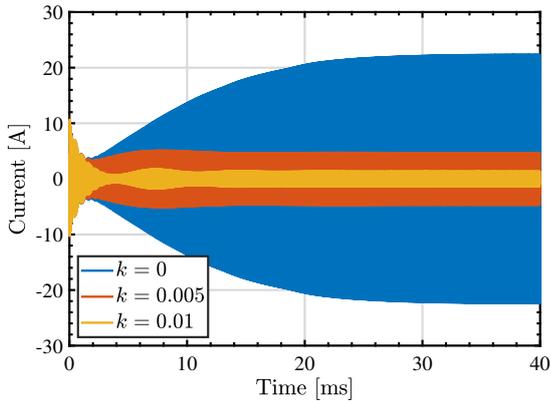
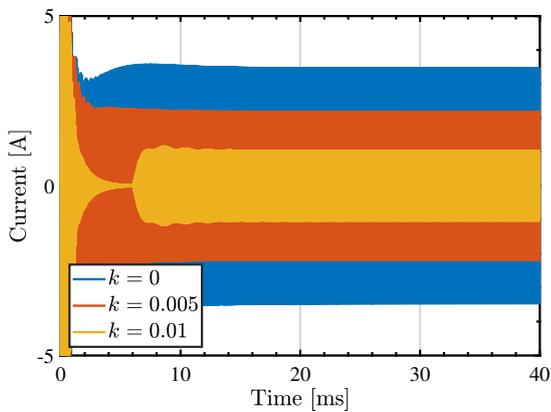


図8 定電流制御を行うときのブロック線図
Fig. 8. Block diagram of constant current control.



(a) Not considering inductance variation.



(b) Considering inductance variation.

図9 定電流制御したときの I_1 のシミュレーション
Fig. 9. Change in I_1 when using constant current control.

(2) インダクタンス変動を考慮した場合

I_1 の変化を図 9(b) に示す。結合係数が小さい時の電流の最大値が下がり、結合係数の変化に対する電流の変化も小さくなっているが、結合係数が 0 から 0.03 に増加すると電流の振幅は 2 A 程度変化しており、十分に検知できる。

〈4・2〉 実験 図 10 に示す実験ベンチを用いて、DFT を用いたインバータ出力電流 I_{f1} の定電流制御を行い I_1 の変化を計測した。パラメータを表 3 に示す。電流のサンプリング周波数は 2.38 MHz としている。DFT は 85 kHz の 1 周期ごとに行い、時定数 0.3 ms の LPF を用いて平滑化している。 I_{f1} を DFT し、それを $I_{f1} = 0.5$ A に定電流制御した結果は図 11 のようになっており、定電流に制御されていることが確認できる。この時の I_1 の変化は図 12 となっている。結合係数が 0.001 から 0.005 に増加すると電流の振幅が 1 A 程度変化していることが確認できる。インダクタンス変動を考慮したときのシミュレーションと同程度の電流振幅の変化が確認できた。

5. 結論

DWPT における回路方式の一つである Double-LCC 回路で、

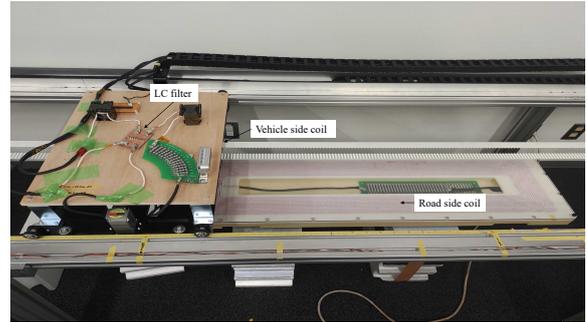


図 10 実験装置
Fig. 10. Experimental setup.

表 3 実験におけるパラメータ

Table 3. Parameters for experiment.

Parameter	Symbol	Value
DC Voltage	V_{dc1}, V_{dc2}	60 V, 60 V
Current reference	I_{ref}	0.5 A
Proportional gain	k_P	2
Integral gain	k_I	15000
Derivative gain	k_D	0
Sampling frequency	f_s	2.38 MHz
DFT low pass filter time constant	τ	0.3 ms

従来の S-S 回路の路面側サーチパルスを拡張することで車両検知する方法を提案した。提案法では Double-LCC 回路においてインバータ出力電流の基本波成分を定電流制御することで S-S 回路の路面側サーチパルスを再現している。また、シミュレーションと実験により結合係数が増加すると送電コイル電流の変化を得られることを確認でき、提案法の有効性が示された。この方法は S-S 回路とは異なり車両側にアクティブな整流器が必要ないため、半導体スイッチの必要数を最小限に抑えながらセンサレス車両検知が実現できる。

今回は結合係数が一定の状況で定電流制御することを考えたが、実際の DWPT では車両側コイルの移動に伴い結合係数が動的に変化する。低結合領域で常に定電流制御すると待機電力が発生するため、今後は間欠的な定電流制御を行い動的に結合係数が増加する状況で車両を検知する方法を検討する。また車両の位置と給電を開始するコイル電流の閾値についても検討する。また提案法は Double-LCC 回路において路面側電流 I_{f1} を定電流制御することで S-S 回路の路面側サーチパルスを再現していたが、車両側電流 I_{f2} を定電流制御することで S-S 回路での車両側サーチパルスを再現することもできる。

謝辞

本研究の一部は JST 未来社会創造事業 (グラント番号:JP-MJMI21E2) の支援を受けたことを付記する。

この成果の一部は、国立研究開発法人新エネルギー・産業技術総合開発機構 (NEDO) の助成事業 (JPNP21005) の結果

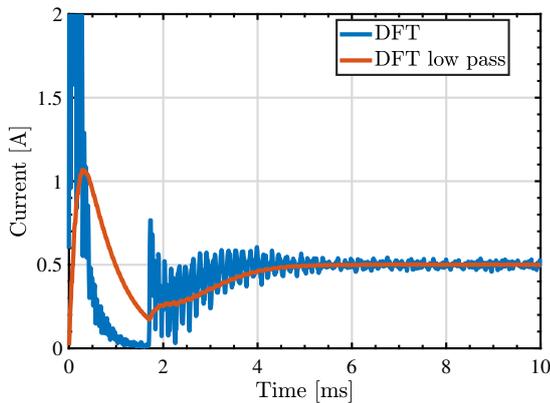


図 11 $k = 0.001$ のとき I_{f1} を DFT し取り出した基本波振幅
Fig. 11. Experimental result of fundamental wave of I_{f1} after DFT when $k = 0.001$.

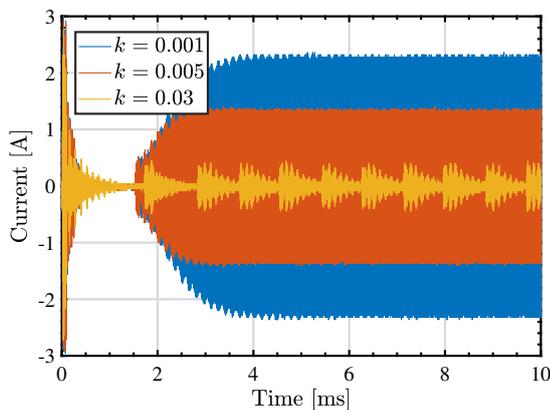


図 12 I_{f1} を定電流制御したときの I_1 の変化
Fig. 12. Experimental result of change in I_1 .

得られたものである。

文 献

- (1) EV/PEV 普及の現状について | 国土交通省, 経済産業省, <https://www.mlit.go.jp/common/001283224.pdf> (2022 年 12 月 1 日閲覧)
- (2) A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljačić : “Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances”, SCIENCE, Vol.317, No.5834, pp.83–86 (2007)
- (3) 居村岳広 : 「磁界共鳴によるワイヤレス電力伝送」, 森北出版 (2017)
- (4) H. Fujimoto, O. Shimizu, S. Nagai, T. Fujita, D. Gunji, and Y. Ohmori : “Development of Wireless In-wheel Motors for Dynamic Charging: From 2nd to 3rd generation”, IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW), pp. 56-61(2020)
- (5) 古川啓太・日下佳祐・伊東淳一 : 「漏洩磁界キャンセルコイルを用いたワイヤレス給電システムのキャンセルコイル短絡電流実効値補償に着目した漏洩磁界低減」, 電気学会論文誌D (産業応用部門誌), Vol.141, No.5, pp.405-415 (2021)
- (6) Devendra Patil, John M. Miller, Babak Fahimi, Poras T. Balsara, and Veda Galigekere : “A coil detection system for dynamic wireless charging of electric vehicle”, IEEE Transactions on Transportation Electrification, Vol.5, No.4, pp. 988–1003(2019)
- (7) Yujun Shin, Karam Hwang, Jaehyoung Park, Dongwook Kim, and Seungyoung Ahn : “Precise vehicle location detection method using a wireless power transfer (wpt) system”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol.68, No.2, pp.1167-1177(2019)
- (8) D. Kobayashi, K. Hata, T. Imura, H. Fujimoto, and Y. Hori : “Sensorless vehicle detection using voltage pulses in dynamic wireless power transfer system”, The 29th International Electric Vehicle Symposium and Exhibition(2016)
- (9) D. Shirasaki, H. Fujimoto, and Y. Hori : “Sensorless Vehicle Detection Using Vehicle Side Voltage Pulses for In-motion WPT”, IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW), pp.320-325(2020)
- (10) 入江 寿一・山名 晴久 : 「パワーエレクトロニクスに適するイミタンス変換器」, 電気学会論文誌D (産業応用部門誌), Vol.117, No.8, pp.962-969(1997)
- (11) 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”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol.64, No.6, pp.2261-2273(2015)
- (12) Weihai Li, Han Zhao, Junjun Deng, Siqi Li, and Chunting Chris Mi : “Comparison study on ss and double-sided lcc compensation topologies for ev/phev wireless chargers”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol.65, No.6, pp.4429–4439(2016)
- (13) T. Luo, T. Mishima, and C. M. Lai : “High Frequency Three-level Inverter-based Inductive Wireless Power Transfer (IWPT) System with Double LCC Resonance”, IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp.413-420(2021)
- (14) 射矢 響・山中 建二・西村 怜馬・北條 昌秀 : 「磁気コアを用いたEV用非接触給電における位置ずれと伝送特性の評価」, 電気学会研究会資料, Vol.SPC-22, MD-22, No.39, pp.55-58(2022)
- (15) J. Sithinamsuwan, H. Fujimoto, and Y. Hori : “Sensorless Vehicle Position Detection in Electric Vehicle by Logistic Estimation Function of Mutual Inductance”, IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW), pp.254-259(2020)
- (16) 竹内 琢磨・小林 大太・居村 岳広・堀 洋一 : 「Double-LCCを用いた走行中ワイヤレス電力伝送の基礎実験」, IEICE Technical Report, Vol.116, No.74, pp. 5-10(2016)
- (17) K. Sasaki and T. Imura : “Combination of Sensorless Energized Section Switching System and Double-LCC for DWPT”, IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW), pp.62-67(2020)
- (18) 角谷 勇人・清水 修・永井 栄寿・柳 達也・藤本 博志・高橋 英介・山口 宜久・谷 恵亮 : 「走行中非接触給電システムの効率/電流高調波に関する制御手法と回路手法の比較検証」, 電気学会論文誌D (産業応用部門誌), Vol.142, No.7, pp.516-525(2022)