

走行中ワイヤレス給電における Double-LCC 方式を用いた受電側での最大効率制御

池田 高崇[†] 居村 岳広[†] 堀 洋一[†]

[†] 東京理科大学理工学部 〒278-8510 千葉県野田市山崎 2641

あらまし 電気自動車の走行中ワイヤレス給電において、伝送効率は最も重要な要素の一つである。本稿では、送電側のシステムにおいて複雑な制御が要求されない Double-LCC 方式を補償トポロジとして用いている。敷設やメンテナンスを容易にするため、送電側のシステムにはできるだけ簡易な構成と制御を採用する。一方で、受電側は送電側に比べていくらか複雑な制御を用いても問題はない。よって、受電側では整流器と DC/DC コンバータの間で測定される電圧、電流の値からリアルタイムで結合係数の推定を行い、最適負荷へと追従するよう DC/DC コンバータのデューティ比を更新することにより最大効率制御を実現する。シミュレーションから提案手法の検証をした。

キーワード 走行中ワイヤレス給電, 磁界共振結合, Double-LCC 方式, 最大効率制御

Maximum Efficiency Control in Dynamic Wireless Power Transfer with Double-LCC Topology

Koshi IKEDA[†] Takehiro IMURA[†] and Yoichi HORI[†]

[†] Faculty of Science and Technology, Tokyo University of Science 2641 Yamazaki, Noda-shi, Chiba, 278-8510 Japan

Abstract Transmitting efficiency is one of the most important characteristics in dynamic wireless power transfer for electric vehicles. In this paper, Double-LCC topology, which does not require complicated control in a transmitting system, is used as the compensation topology. To facilitate laying and maintenance, the transmitting system should be as simple as possible in configuration and control. On the other hand, there is no problem even if the receiving side uses a slightly more complicated control than the transmitting side. Therefore, on the receiving side, a coupling coefficient is estimated in real time from the voltage and current values measured between the rectifier and the DC/DC converter. Then, maximum efficiency control is achieved by updating the duty ratio of the DC/DC converter to follow the optimum load. The effectiveness of the proposed method was demonstrated through a simulation.

Keywords dynamic wireless power transfer, magnetic resonance coupling, Double-LCC topology, maximum efficiency control

1. はじめに

近年、環境問題の観点から電気自動車(EV)が注目を集めてきている。しかし、EV が抱える欠点として航続距離が短いことが挙げられる。航続距離の短さを補うためには搭載するバッテリーを増やせばよいが、それに伴って車体の重量及びコストが増加する。さらには、充電時間の長さも欠点となっている。これらに対する解決策の一つとして、磁界共振結合を用いた走行中ワイヤレス給電(DWPT: Dynamic Wireless Power Transfer)がある⁽¹⁾。DWPT が実現することにより、インフラから電力を享受しながら走行可能となるため、EV の抱える課題を一手に引き受けられると考えられる。

DWPT の電力伝送回路は SS(Series-Series)方式やジ

ャイレータ特性を持つ LCL フィルタを組み込んだ Double-LCC 方式などがある^{(2),(3)}。SS 方式は DWPT において一般的な回路だが、送電コイル上に車両が存在しない、つまり、結合係数が 0 となる状態において電源から大電流が流れる交流短絡状態になる。そのため、コイルの切り替えを行う制御が必要となる。一方で、Double-LCC 方式では交流短絡状態となる危険性はない。また、DWPT システムの送電側は敷設やメンテナンスを容易にすることが要求されることから、簡易な構成や制御を用いる必要がある。Double-LCC 方式以外の回路では様々な最大効率制御がある⁽⁴⁾⁻⁽⁶⁾。しかし、Double-LCC 方式での最大効率制御は未だ提案されていない。

そこで、本稿ではコイルの切り替え制御を必要とせず、インバータ 1 台に対して複数の送電回路を接続できるという利点から Double-LCC 方式を用いた伝送効率の最大化を行う手法を提案する。提案手法の有用性を確認するため、MATLAB によるシミュレーションにより検証を行う。

2. DWPT における一般的な伝送回路

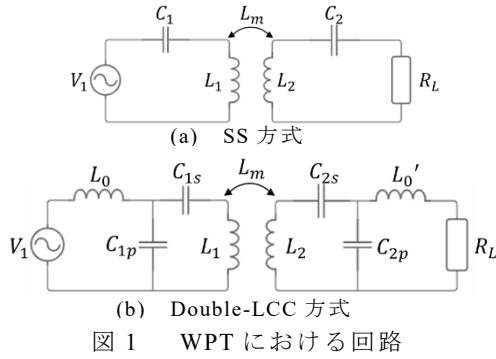


図 1 WPT における回路

図 1 に磁界共振結合(WPT)における等価回路を示す。DWPT の伝送回路としては主に SS 方式と Double-LCC 方式が用いられる。図 1(a)に示す SS 方式は直列補償コンデンサを持つ回路であり、後述する Double-LCC 方式と比較して構成する素子の少なさが利点である。しかし、SS 方式において結合係数が 0 である時、回路の共振条件により電源から見た回路のインピーダンスが 0 となる交流短絡状態となる。従って、電源から大電流が流れ込む危険な状態となってしまう。一方で、図 1(b)に示す Double-LCC 方式はジャイレータ特性を持つ LCC を補償回路として持っており、 C_{1s} を挿入することで L_0 を小さくする効果や、電力を大きくする効果がある。Double-LCC 方式では結合係数が 0 であっても、送電コイル L_1 を含む閉ループが反共振状態となるため、電源から電流が流れ込む恐れは無い⁽⁷⁾。

これらの特性より、SS 方式では送電コイルの切り替え制御が必要だが、Double-LCC 方式では不要である。また、Double-LCC 方式はインバータ 1 台に対して複数の伝送回路の接続が可能である。送電側は出来る限り簡易なシステムかつ低コストが要求されるため、回路方式としては Double-LCC 方式が適していると考え、本稿では Double-LCC 方式を用いる。

3. 最大効率点の算出

図 2 に等価負荷抵抗を接続した Double-LCC 方式の等価回路を示す。図 2 より等価回路の電圧方程式から導かれる伝送効率 η は(1)式となる。ここで、 k は結合係数 ($k = L_m / \sqrt{L_1 L_2}$)、 ω_0 は共振角周波数を表す。

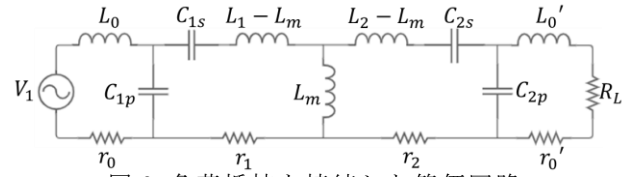


図 2 負荷抵抗を接続した等価回路

$$\eta = \frac{\omega_0^4 k^2 L_1 L_2 C_{2p}^2 R_L}{\{\omega_0^2 C_{2p}^2 (r_0' + R_L) (r_2 A_1 + A_2) + A_1\} \{\omega_0^2 C_{2p}^2 (r_0' + R_L) A_3 + r_1\}} \quad (1)$$

$$A_1 = \omega_0^2 r_0 r_1 C_{1p}^2 + 1$$

$$A_2 = \omega_0^4 r_0 k^2 L_1 L_2 C_{1p}^2$$

$$A_3 = r_1 r_2 + \omega_0^2 k^2 L_1 L_2$$

また、効率が最大となる負荷抵抗値 $R_{L\eta max}$ は(2)式のよう表される。

$$R_{L\eta max} = \frac{1}{\omega_0^2 C_{2p}^2} \sqrt{\frac{r_1 A_1}{(r_2 A_1 + A_2) A_3}} \quad (2)$$

最大効率で伝送を行うことのみ考えれば、(2)式を用いて負荷を車体の移動に伴って変動させれば達成できる。しかし、実際には受電側の等価負荷抵抗値を直接操作することは困難である。そこで、DC/DC コンバータをバッテリーの前に配置し、二次側電圧を制御することで最適な負荷抵抗値 $R_{L\eta max}$ となるようにする。以上を踏まえて、図 3 のように等価負荷抵抗を定電圧負荷に置換して考える。

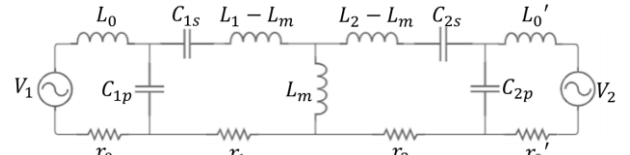


図 3 定電圧負荷を接続した等価回路

図 3 の等価回路から立式して求められる等価負荷抵抗値は(3)式となる。

$$R_L = \frac{\{\omega_0^2 r_0' C_{2p}^2 (r_2 A_1 + A_2) + A_1\} V_2}{\omega_0^3 k \sqrt{L_1 L_2} C_{1p} C_{2p} V_1 + \omega_0^2 C_{2p}^2 \{ \omega_0^2 r_0 r_1 r_2 C_{1p}^2 + \omega_0^4 r_0 k^2 L_1 L_2 C_{1p}^2 + r_2 \} V_2} \quad (3)$$

ゆえに、(2),(3)式から効率が最大となる二次側電圧 $V_{2\eta max}$ は(4)式で表される。

$$V_{2\eta max} = \frac{\omega_0 k \sqrt{L_1 L_2} \frac{C_{1p}}{C_{2p}} V_1}{(r_2 A_1 + A_2) \left\{ \omega_0^2 r_0' C_{2p}^2 \sqrt{\frac{(r_2 A_1 + A_2) A_3}{r_1 A_1}} - 1 \right\} + \sqrt{\frac{(r_2 A_1 + A_2) A_3}{r_1}}} \quad (4)$$

4. 結合係数の推定

4.1. 結合係数の算出

最大効率制御は $V_{2\eta max}$ を指令値として DC/DC コンバータを制御するが、(4)式より $V_{2\eta max}$ の算出には結合係数 k の情報が必要となる。停車中のワイヤレス給電で

あれば、 k は変動せず一定である。しかし、DWPT においては車両の移動に伴って k の変動が生じてしまう。また、 k は直接測定することができるものではないため、他のいくつかの情報から推定を行う。送電側の情報を用いて受電側で制御をする場合には送受電間での相互通信が必要となるが、不特定多数の車両が走行することから、送電設備と各車両の制御信号の相互通信が難しいという問題や通信の遅延などが生じる。そこで、本稿では二次側の電流、電圧の情報のみをセンサで読み取ることで k の推定を行う方法を提案する。

推定を簡単にするため、図 3 に示す整流器後を電圧源としたモデルを用いる．さらに、一次側電圧 V_1 は各道路で一定電圧に統一されており、一次側電圧 V_1 、一次側送電コイルのインダクタンス L_1 、一次側の補償コイルのインダクタンス L_0 は既知の情報であって事前に得られるという前提を置く．図 3 の回路から二次側電流 I_2 を導き k について変形すると(5)式のように表せる．

$$k = \frac{-V_1 \pm \sqrt{V_1^2 - 4r_0(V_2 - r_0' l_2)\{A_{k1}A_{k3}(V_2 - r_0' l_2) - A_{k2}l_2 + A_{k3}V_2\}}}{2\omega_0^3 r_0 \sqrt{L_1 L_2 C_{1p} C_{2p} (V_2 - r_0' l_2)}} \quad (5)$$

$$A_{k1} = \omega_0^2 r_0 r_1 C_{1p}^2$$

$$A_{k2} = \omega_0^2(r_0 r_1 C_{1p}^2 + r_0' r_2 C_{2p}^2) + 1$$

$$A_{k3} = \omega_0^2 r_2 C_{2p}^2$$

ここで, (5)式は 2 つの解を持つが k は正となるため, 正の符号を持つ解のみを用いる.

4.2. ノイズの低減

実際のシステムへの導入を考慮すると、 k 推定に用いられる電流、電圧センサから読み取られる測定値には必ずノイズが生じる。提案する制御方法においては、(5)式を使用して DC/DC コンバータのデューティ比の指令値を更新していくため、なるべくノイズの影響を低減させる必要がある。そこで、再帰的最小二乗法 (RLS : Recursive Least Squares) フィルタにより統計的に推定値の修正を行う方法を提案する。(5)式より、出力 $y[i]$ と $\varphi[i]$ を (6), (7) 式のように定義する。ただし、 i はサンプリング点を表している。

$$y[i] = -V_1 \pm \sqrt{V_1^2 - 4r_0(V_2 - r_0'l_2)\{A_{k1}A_{k3}(V_2 - r_0'l_2) - A_{k2}I_2 + A_{k3}V_2\}} \quad (6)$$

$$\varphi[i] = 2\omega_0^3 r_0 \sqrt{L_1 L_2} C_{1p} C_{2p} (V_2[i] - r_0' l_2[i]) \quad (7)$$

(8)~(10)式で示されるアルゴリズムに従って $\hat{k}[i]$ と $y[i]$,

$\varphi[i]$ を逐次更新していく. ここで, λ は忘却係数と呼ばれる重み係数を表し, $\hat{k}[0] = 0$, $P[0] = 1$ とする.

$$\hat{k}[i] = \hat{k}[i-1] + \frac{\varphi[i]P[i-1]}{\lambda + \varphi[i]^2 P[i-1]} \epsilon[i] \quad (8)$$

$$\epsilon[i] = y[i] - \varphi[i]\hat{k}[i-1] \quad (9)$$

$$P[i] = \frac{1}{\lambda} \left\{ P[i-1] - \frac{\varphi[i]^2 P[i-1]^2}{\lambda + \varphi[i]^2 P[i-1]} \right\} \quad (10)$$

5. 直流値への変換

(4), (5)式では導出の簡易化のため、 V_1 , V_2 , I_2 等の実効値を用いていたが、図4に示す周波数が85kHzで駆動するインバータにより、一次側電圧、二次側電圧が矩形波となり、そのまま制御に用いることはできない。また、センサでの測定を考慮すると、交流部分よりも直流部分の測定をすることのほうが容易である。そこで、図4における i_{dc} の平均値 $\overline{i_{dc}}$ や v_{dc} を用いて交流値から直流値への変換を行う。前述の通り、一次側電圧は矩形波であるため、フーリエ級数展開を用いて一次側電圧の基本波成分の実効値 V_1 は V_S を用いて(11)式のように表せる。同様に、二次側電圧の基本波成分の実効値 V_2 は平滑コンデンサ電圧 v_{dc} を用いて(11)式のように表せる。二次側電流は正弦波のため、 I_2 は正弦波の平均値と実効値の関係から $\overline{i_{dc}}$ を用いて(11)式のように表せる。

$$V_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}V_S \text{ , } V_2 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}v_{dc} \text{ , } I_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}\overline{i_{dc}} \quad (11)$$

(11)式を用いて変換を行うことで，(4)式を(12)式のような最大効率となる平滑コンデンサ電圧 $v_{ac\eta max, k}$ の推定式である(5)式を(13)式のように書き換えることができる．

$$v_{dcnmax} = \frac{\omega_0 \frac{C_{1p}}{C_{2p}} k \sqrt{L_1 L_2} V_S}{(A_1 r_2 + A_2) \left\{ \omega_0^2 C_{2p}^2 r_0' \left[\frac{\sqrt{(A_1 r_2 + A_2) A_3}}{A_1 r_1} - 1 \right] + \sqrt{\frac{(A_1 r_2 + A_2) A_1 A_3}{r_1}} \right\}} \quad (12)$$

$$k = \frac{-8V_S + \sqrt{64V_1^2 - 4r_0(8v_{dc} - \pi^2 r_0' \overline{l_{dc}})\{A_{k1}A_{k3}(8v_{dc} - \pi^2 r_0' \overline{l_{dc}}) - \pi^2 A_{k2}l_2 + 8A_{k3}V_2\}}}{2\omega_3^3 r_0' \sqrt{L_1 L_2} C_{1p} C_{2p} (8v_{dc} - \pi^2 r_0' \overline{l_{dc}})} \quad (13)$$

6. DC/DC コンバータによる制御

図 4 に示す DC/DC コンバータにおいて, C は整流器後の平滑コンデンサ容量, L はリアクトルのインダクタンス, R はリアクトルの内部抵抗とバッテリーの内部抵抗の和, E はバッテリー電圧, i_L はバッテリーに流

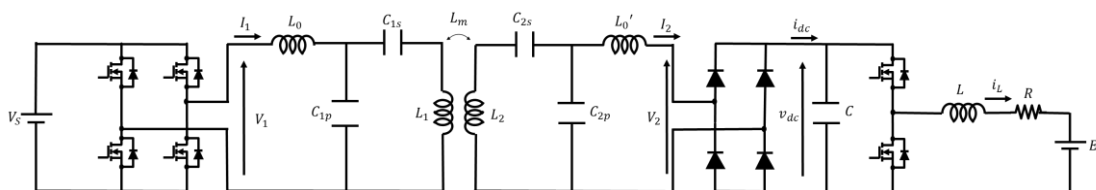


図4 送受電回路を含む回路構成

入する電流を表す．また，本稿におけるシステムでは i_{dc} は全波整流された波形となるが，電力伝送に用いる周波数が DC/DC コンバータのスイッチング周波数より十分大きい時， i_{dc} を平均値として扱うことができ，これを $\overline{i_{dc}}$ とする．

6.1. 状態平均化法によるモデル化

本節では，状態平均化法を用いて DC/DC コンバータのモデル化をしていく．図 4 における DC/DC コンバータの 2 つのスイッチは相反的に動作させている． $d(t)$ を上側スイッチの ON 時間デューティ比と定義する．上側スイッチが ON になっている時と OFF の時の 2 つの状態について回路方程式を立式し，これらをデューティ比によって重み付き平均をとる方法のことを状態平均化法という．状態平均化法により DC/DC コンバータをモデル化すると (14), (15) 式となる．

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_{dc}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \frac{d(t)}{L} \\ -\frac{d(t)}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_{dc}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E \\ \overline{i_{dc}}(t) \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$v_{dc}(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_{dc}(t) \end{bmatrix} \quad (15)$$

しかし，このモデルは非線形モデルである．そこで線形制御理論を適用するため，平衡点と平衡点周りの微小変動分に分けることで線形化を行う． $d(t)$, $i_L(t)$, $v_{dc}(t)$, $\overline{i_{dc}}(t)$ の平衡点をそれぞれ D , I_L , V_{dc} , $\overline{I_{dc}}$ として，平衡点周りの微小変動分をそれぞれ $\Delta d(t)$, $\Delta i_L(t)$, $\Delta v_{dc}(t)$, $\Delta \overline{i_{dc}}(t)$ とする．よって，(14), (15) 式のモデルを線形化すると (16), (17) 式となる．

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta i_L(t) \\ \Delta v_{dc}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \frac{D}{L} \\ -\frac{D}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_L(t) \\ \Delta v_{dc}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{L} & 0 \\ -\frac{I_L}{C} & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta d(t) \\ \Delta \overline{i_{dc}}(t) \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$\Delta v_{dc}(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_L(t) \\ \Delta v_{dc}(t) \end{bmatrix} \quad (17)$$

また，(16), (17) 式より．このモデルの平衡点は (18), (19) 式を満たす．

$$V_{dc} = \frac{ED + R\overline{I_{dc}}}{D^2} \quad (18)$$

$$I_L = \frac{\overline{I_{dc}}}{D} \quad (19)$$

さらに，図 4 から分かるように $\overline{I_{dc}}$ は電力伝送側の都合により決定され，(20) 式のように表す．

$$\overline{I_{dc}} = \frac{8}{\pi^2} \frac{\omega_0^3 k \sqrt{L_1 L_2 C_{1p} C_{2p} V_s + \omega_0^2 C_{2p}^2 \{r_2 A_{k1} + \omega_0^4 r_0 k^2 L_1 L_2 C_{1p}^2 + r_2\}} V_{dc}}{\omega_0^2 r_0' C_{2p}^2 (r_2 A_1 + \omega_0^4 r_0 k^2 L_1 L_2 C_{1p}^2) + A_1} \quad (20)$$

(16), (17) 式で表された状態方程式と (20) 式を用いることで平衡点周りの小信号モデルの状態方程式が求められる．

6.2. 制御の指令値となるデューティ比

(18)~(20) 式より，最大効率制御を行う場合に平衡点を与える上側スイッチのデューティ比 D の指令値は (21) 式となる．

$$D = \frac{E \pm \sqrt{E^2 + 4RV_{dc\eta\max} \overline{i_{dc}} | V_{dc} = V_{dc\eta\max}}}{2V_{dc\eta\max}} \quad (21)$$

ここで， D は 2 つの解を持つが， $0 \leq D \leq 1$ かつ値が大きい方の解を用いる．また，状態方程式をラプラス変換した式より， $\Delta d(s)$ から $\Delta v_{dc}(s)$ までの伝達関数は (22) 式のように求められる．

$$\frac{\Delta v_{dc}(s)}{\Delta d(s)} = \frac{b_1 s + b_0}{s^2 + a_1 s + a_0} \quad (22)$$

$$a_1 = \frac{R}{L} - \frac{8}{\pi^2} \frac{\omega_0^2 C_{2p}^2 \{r_2 A_{k1} + \omega_0^4 r_0 k^2 L_1 L_2 C_{1p}^2 + r_2\}}{C \{\omega_0^2 r_0' C_{2p}^2 (r_2 A_1 + \omega_0^4 r_0 k^2 L_1 L_2 C_{1p}^2) + A_1\}}$$

$$a_0 = \frac{1}{LC} \left\{ D^2 - \frac{8}{\pi^2} \frac{\omega_0^2 R C_{2p}^2 \{r_2 A_{k1} + \omega_0^4 r_0 k^2 L_1 L_2 C_{1p}^2 + r_2\}}{\omega_0^2 r_0' C_{2p}^2 (r_2 A_1 + \omega_0^4 r_0 k^2 L_1 L_2 C_{1p}^2) + A_1} \right\}$$

$$b_1 = -\frac{I_L}{C}, \quad b_0 = -\frac{RI_L + DV_{dc}}{LC}$$

6.3. 極配置法によるフィードバック系の設計

極配置法とは，PID 制御を行うコントローラと制御対象物を一つの伝達関数とみて，その伝達関数の極を任意の位置にもっていくことにより，対象物をできるだけ早く安定的な状態へと制御する方法のことである．本稿では，(24) 式が 2 次の伝達関数であるため，(23) 式に示す PID コントローラを極配置法を用いて設計することで，任意の位置に極 ω_c を持つ $\Delta v_{dc}(s)$ に対するフィードバック系の設計を行う．

$$C_{PID}(s) = K_p + \frac{K_I}{s} + \frac{K_D s}{\tau s + 1} = \frac{b_{c2} s^2 + b_{c1} s + b_{c0}}{s^2 + a_{c1} s} \quad (23)$$

(23) 式において K_p , K_I , K_D は PID コントローラの係数であり，これらをより整理した形で表した時の係数として a_{c1} , b_{c2} , b_{c1} , b_{c0} を用いて表している．ここで，目標値 $v_{dc\eta\max}(s)$ から制御量 $v_{dc}(s)$ までの伝達関数を求めると (24) 式となる．

$$\frac{v_{dc}(s)}{v_{dc\eta\max}(s)} = \frac{C_{PID}(s) \Delta P_v(s)}{1 + C_{PID}(s) \Delta P_v(s)} \quad (24)$$

ただし， $\Delta P_v(s)$ は制御対象物である DC/DC コンバータのプラントモデルとする．(24) 式を整理すると分母が 4 次の多項式となる．極配置法では，(24) 式の分母における 4 次の多項式と極 ω_c に 4 重根を持つ $(s + \omega_c)^4$ が等しくなるように設計する．2 つの多項式が共通根を持つか否かを判定するシルベスタ行列を (25) 式に表し，これを a_{c1} , b_{c2} , b_{c1} , b_{c0} について解いて計算することにより，常に設定した位置に極を持つフィードバック制御を行うことができる．

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ a_1 & 1 & b_1 & 0 & 0 & a_{c1} \\ a_0 & a_1 & b_0 & b_1 & 0 & b_{c2} \\ 0 & a_0 & 0 & b_0 & b_1 & b_{c1} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & b_0 & b_{c0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 4\omega_c \\ 6\omega_c^2 \\ 4\omega_c^3 \\ \omega_c^4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 4\omega_c \\ 6\omega_c^2 \\ 4\omega_c^3 \\ \omega_c^4 \end{bmatrix} \quad (25)$$

図 5 に結合係数推定から最大効率制御までの流れを表したブロック線図を示す。センサより測定した v_{dc} 及び i_{dc} より結合係数 k の推定を行う。次に、最大効率となる平滑コンデンサ電圧 $v_{dc\eta max}$ を算出し、(21)式に示す D を求め出力する。さらに、(22)式より、DC/DC コンバータの小信号モデルの伝達関数もリアルタイムで更新を行い、それに合わせて (25)式から各係数を計算し、 Δd を出力する。

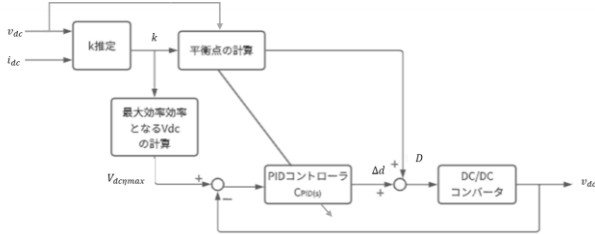


図 5 制御の流れを表すブロック線図

7. シミュレーションによる検証

本章では、提案する Double-LCC 方式における結合係数推定に基づく最大効率制御のシミュレーション結果を示す。シミュレーションは MATLAB 上で行い、用いたパラメータを表 1 に示す。DC/DC コンバータのデューティ比は非給電時に $d(t) = 0.95$ で待機し、給電を

表 1 シミュレーションに用いたパラメータ

Parameter	Meaning	Value
f_0	Operating frequency	85 kHz
V_s	DC Voltage	20 V
L_0	Transmitter compensation inductance	49.81 μ H
r_0	Transmitter resistance	0.13 Ω
C_{1p}	Transmitter compensation capacitance	70.39 nF
L_1	Transmitter inductance	206.68 μ H
r_1	Transmitter resistance	0.3 Ω
C_{1s}	Transmitter compensation capacitance	22.35 nF
L_0'	Receiver compensation inductance	49.23 μ H
r_0'	Receiver resistance	0.15 Ω
C_{2p}	Receiver compensation capacitance	71.22 nF
L_2	Receiver inductance	111.44 μ H
r_2	Receiver resistance	0.15 Ω
C_{2s}	Receiver compensation capacitance	56.36 nF
R	DC/DC converter resistance	0.06 Ω
C	DC/DC converter capacitance	500 μ F
L	DC/DC converter inductance	117.4 μ H
f_s	DC/DC converter frequency	10 kHz
E	Battery voltage	10 V

感知すると同時に結合係数推定及び提案制御を開始する。RLS フィルタの忘却係数 λ は 0.95 に設定し、フィードバックループの極は全て $\omega_c = -2\pi \times 1000$ rad/sec に 4 重根配置した。また、二次側電流センサ、電圧センサのサンプリング周期は $20\mu s$ としている。送電コイルが $250\text{ mm} \times 500\text{ mm}$ 、受電コイルが $250\text{ mm} \times 250\text{ mm}$ 、受電コイルが 20 km/h で移動したときのそれぞれの位置関係については図 6 に示す。

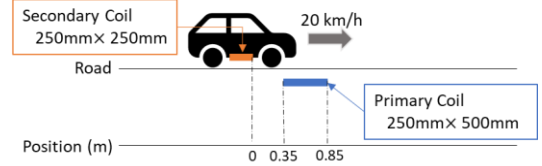


図 6 各コイルサイズ及び位置関係

7.1. シミュレーション結果

図 7 にシミュレーションにおける結合係数のグラフを示す。赤線で示しているのが結合係数 k の真値、青線は k 推定によるグラフを示している。図 7 より、シミュレーションにおいて推定に大幅な遅れは生じなかった。給電開始と終了において発生する null point 前後の結合については結合係数の推定に影響が出てしまうため、電流値による閾値を設けた。これにより、 $0.06\text{ s} \sim 0.155\text{ s}$ 間でのみ推定を行っていることが分かる。また、結合係数の推定値については一定の追従性が見られるが、真値に対して推定値が最大で 0.03 の誤差がある。この原因として挙げられるのは、4 章において算出した結合係数では、簡易化のため DC/DC コンバータの影響を考慮せず、整流器後を電圧源としたモデルにおいて計算を行ったことが要因ではないかと考える。

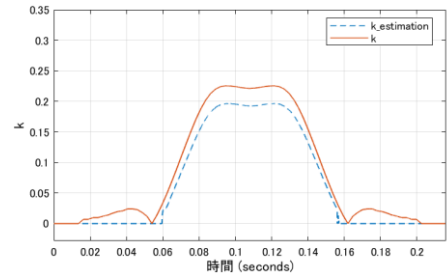


図 7 結合係数推定(シミュレーション結果)

図 8 には DC コンバータの上側スイッチングデューティ比 $d(t)$ 、図 9 には平滑コンデンサ電圧 v_{dc} のグラフを示す。図 8 の 0.06 s 付近において $d(t)$ のグラフが急激な変化を起こしている。これは前述の通り、 0.06 s 付近において最大効率制御が開始されたことにより、 v_{dc} の過渡応答の影響を受けたことによる変化であると考えられる。ただし、最大効率となるように $d(t)$ が減少し、それに伴って v_{dc} が上昇していることから制御が適応できていることがわかる。また、図 10 では二次側電力 P_2 のグラフを示している。

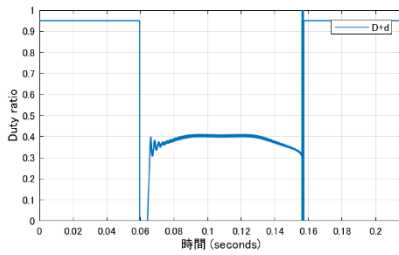


図 8 提案手法で制御時の $d(t)$

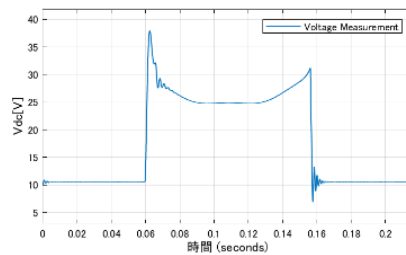


図 9 提案手法で制御時の v_{dc}

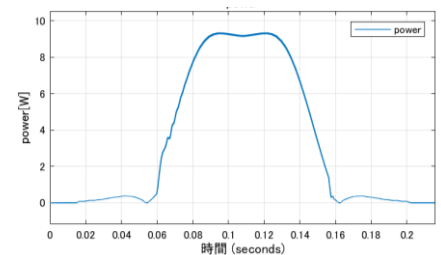
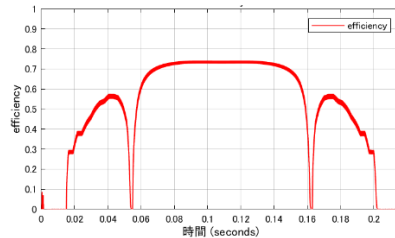
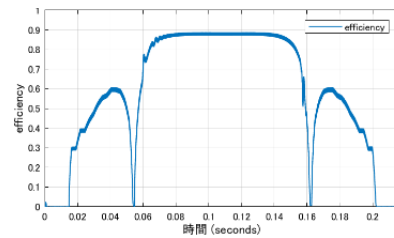


図 10 提案手法で制御時の P_2



(a)制御なし



(b)制御有り

図 11 最大効率制御の有無による効率比

図 11(a)には制御を行わなかった場合の効率のグラフ、図 11(b)には最大効率制御を行った場合の効率のグラフを示す。図 11(a), (b)より、提案している最大効率制御を行った場合では制御を行わなかった場合と比較して、全領域において 15 %程度の効率改善が確認できた。シミュレーション結果より、DWPT システムにおける提案制御法の有効性が示された。

8. まとめ

本稿では、SS 方式に比べて安全でかつ送電側で複雑な制御を必要としないという利点を持つ Double-LCC 方式を用いて、伝送効率の最大化を目的とした DWPT システムの制御方法の提案を行った。提案システムでは送電側は出来る限り簡易な構成として、インバータを定電圧制御するのみとした。一方で、受電側回路では DC/DC コンバータを用いて効率制御の自由度を持たせることや受電側の直流センサのみを用いた制御を行うことで、インフラ側のコストを抑えつつ最大効率での電力伝送を実現した。

最大効率制御を行う際には、既知である回路定数の値と受電側のみで測定する値を用いた結合係数の推定を行うことで、リアルタイムでの最大効率制御を実現した。また、MATLAB によるシミュレーションから制御をしない場合に比べて最大効率制御を行う場合には、15 %程度の効率の改善が確認でき、提案法の有効性を確認できた。

以上を踏まえた上で今後の検討としては、DWPT システムを模擬した装置による室内実験を行い、シミュレーション値との比較を行うことや実際の EV を用いた大電力での実験から実用可能なシステムであるか検討を行うことが挙げられる。また、本研究は更なる最適化の余地が残されていると考え、より正確な結合係

数の推定法や DC/DC コンバータの制御方式の変更などを検討していく。

文 献

- [1] S. Li and C.C. Mi, "Wireless Power Transfer for Electric Vehicle Applications," Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol.3, pp4-17, 2015.
- [2] 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.
- [3] H. Fujimoto, T. Takeuchi, K. Hanajiri, K. Hata, T. Imura, M. Sato, D. Gunji, G. Guidi, "Development of Second Generation Wireless In-Wheel Motor with Dynamic Wireless Power Transfer", The 31st International Electric Vehicle Symposium & Exhibition and International Electric Vehicle Technology Conference 2018, Kobe convention center, Kobe, Japan, pp.56-61, 2018.
- [4] X. Hu, Y. Wang, Y. Jiang and X. Dong, "Maximum Efficiency Tracking for Dynamic Wireless Power Transfer System Using LCC Compensation Topology," 2020 IEEE 4th Conference on Energy Internet and Energy System Integration (EI2), pp1992-1996, 2020.
- [5] D. Kobayashi, T. Imura, and Y. Hori, "Real-time coupling coefficient estimation and maximum efficiency control on dynamic wireless power transfer for electric vehicles," in Proc. IEEE PELS Workshop Emerging Technol., Wireless Power, 2015, pp. 1-6.
- [6] T. D. Yeo, D. Kwon, S. T. Khang and J. W. Yu, "Design of maximum efficiency tracking control scheme for closed-loop wireless power charging system employing series resonant tank," IEEE Trans. Power Electron., vol. 32, no. 1, pp. 471-478, Jan. 2017.
- [7] 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), pp62-67, 2020.