

共振周波数追従制御を適用した水中探査機向け 非接触給電システムの負荷電圧特性の検討

米田 昇平*, 木船 弘康 (東京海洋大学)

Load Voltage Characteristics based on a Resonant Frequency Tracking Control Method for Underwater Wireless Power Transfer Systems

Shohei Komeda, Hiroyasu Kifune (Tokyo University of Marine Science and Technology)

This paper discusses load voltage characteristics of a series-compensated wireless power transfer (WPT) system for underwater vehicles. The WPT system applied a resonant frequency tracking control method follows a resonant frequency in any coupling conditions to obtain a high power factor in the output of a high-frequency inverter. In this case, the operating frequency realizes a constant load voltage in a limited range of the coupling coefficient. Moreover, this paper discusses output characteristics of a constant voltage or a constant current including parallel-compensated WPT systems. This paper experimentally discusses the effectiveness of the resonant frequency tracking control method for the series-compensated WPT system. As a result, the WPT system which applies the resonant frequency tracking control method obtained a constant load voltage in the range of the limited coupling coefficient.

キーワード：結合係数，負荷電圧，共振周波数追従制御，非接触給電

Keywords: Coupling coefficient, Load voltage, Resonant frequency tracking control, Wireless power transfer.

1. まえがき

海洋資源の調査・開発において，バッテリーを動力源とする水中探査機が活用されており，水中探査機向けの非接触給電システムが検討されている⁽¹⁾。これは，水中に給電ステーションを設置した上で，水中探査機が自身で給電ステーションに向かって潜航することで，バッテリーの充電を水中内で完結させることができる。ここで，水中探査機が海中給電ステーション上に着底する場合を考える。水中探査機は，陸上では数 100 kg 以上の重さであっても水中重量はほぼ 0 kg となるように設計される。その結果，水中探査機が着底している場合であっても，波の影響により着底位置が動くことになる。したがって，水中探査機向け非接触給電では位置ずれ，すなわち，送受電コイル間の結合係数の変化の影響が大きく現れることになる。

送受電コイルに対してコンデンサを直列に配置する SS 方式では，自己インダクタンスとの共振点で駆動することにより，負荷変動に関わらず定周波数で駆動でき，かつ，電流源動作となる⁽²⁾。一方，受電コイルにコンデンサを並列に配置する SP 方式では，負荷変動に対しては定圧動作となる⁽³⁾。しかしながら，両方式とも電流源と電圧源の値は結合係数に依存しており，位置ずれに対しては一定値とならない。

本論文では，共振周波数追従制御⁽⁴⁾の適用による位置ずれ時の定電圧特性を検討する。これは，SS 方式の非接触給電システムにおいて，負荷に対して電圧源特性を得られる共振周波数を追従して動作する点に特長がある。以下で

は，まず，SS 方式のみならず，種々の回路方式にて動作周波数ごとに現れる電圧源特性と電流源特性について言及する。そして，負荷に対して定電圧特性が得られる共振周波数の存在条件を基に，位置ずれが生じた場合であっても定電圧動作となることを実験により確認する。

2. 非接触給電システムの周波数特性

Fig. 1 に非接触給電システムの回路構成を示す。ここでは，コイルの巻き線抵抗を無視し，送受電コイルとコンデンサの値はそれぞれ等しく， $L = L_1 = L_2$ ，巻き数比も 1 とする。電源は正弦波交流電圧源 v_{in} とし，負荷は抵抗 R_L とする。そして，各補償方式ごとにコンデンサが直列または並列に挿入される。Fig. 1 の回路に対して LT-spice を使用して回路解析を行ったが，紙面の都合上，ここでは結果のみを示す。

〈2・1〉 直列一直列補償 (SS) 方式⁽⁵⁾⁽⁶⁾ SS 方式では，Fig. 1 において送受電それぞれに直列コンデンサ C_{SS1} ， C_{SS2} を挿入する。ここでは， $C_{SS} = C_{SS1} = C_{SS2}$ とする。共振周波数 f_{SSr} に対して，コンデンサを

$$C_{SS} = C_{SS1} = C_{SS2} = \frac{1}{(2\pi f_{SSr})^2 L} \dots \dots \dots (1)$$

と設定することで，電源電圧 v_{in} と電源電流 i_{in} は同位相，つまり，電源力率 1 となる。このとき，イミタンス特性が現れ，負荷に対して，

$$I = \frac{V_{in}}{2\pi f_{SSr} k L} \dots \dots \dots (2)$$

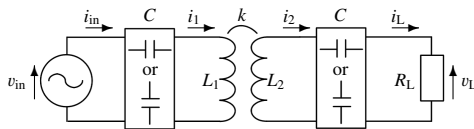


Fig. 1. Simple equivalent circuit of wireless power transfer circuits.

の電流源特性となる。ただし、 I は等価電流源の実効値、 V_{in} は電源電圧 v_{in} の実効値、 k は送受電コイル間の結合係数である。(2) 式には、負荷抵抗 R_L が含まれていないため負荷変動に対しては電流源特性となるが、一方で、結合係数 k を含むため位置ずれ時は電流源にはならない。

負荷抵抗が、

$$R_L < k \sqrt{\frac{L}{C_{SS}}} \dots \dots \dots (3)$$

の条件を満たす場合、共振周波数 f_{SSr} の前後に新たな共振周波数 f_{SSlow} と f_{SShigh} が現れる。SS 方式の場合、これらの周波数は、

$$f_{SSlow} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2L - C_{SS}R_L^2 - A}{2(1 - k^2)L^2C_{SS}}} \dots \dots \dots (4)$$

$$f_{SShigh} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2L - C_{SS}R_L^2 + A}{2(1 - k^2)L^2C_{SS}}} \dots \dots \dots (5)$$

で表わされ、電源力率 1 が得られる。ただし、

$$A = \sqrt{C_{SS}^2R_L^4 + 4k^2L^2 - 4LC_{SS}R_L^2} \dots \dots \dots (6)$$

である。(4)、(5) 式の周波数では、電源側から見た非接触給電システムの入力インピーダンスが負荷抵抗 R_L と等しく、負荷電圧は $V_L = V_{in}$ となり、負荷に対して電圧源となる。ただし、 V_L は負荷電圧 v_L の実効値である。このとき、負荷変動または位置ずれが生じると、(4)、(5) 式を満たす共振周波数が変化するため、SS 方式で電圧源特性を得たい場合は、(4)、(5) 式のどちらかの周波数を追従する必要がある。換言すると、SS 方式において、(4) または (5) 式の周波数を追従すれば、負荷変動や位置ずれが生じても、負荷電圧は一定に保たれる。また、 $R_L = 0$ の場合、 f_{SSlow} と f_{SShigh} は、

$$f_{SSlow}' = \frac{1}{2\pi \sqrt{(1 + k)LC_{SS}}} \dots \dots \dots (7)$$

$$f_{SShigh}' = \frac{1}{2\pi \sqrt{(1 - k)LC_{SS}}} \dots \dots \dots (8)$$

に収束し、これは、漏れインダクタンスとコンデンサの共振状態を意味する。

〈2・2〉 直列一並列補償 (SP) 方式 SP 方式では、

Fig. 1 において送電側に直列コンデンサ C_{SP1} 、受電側に並列コンデンサ C_{SP2} を挿入する。共振周波数 f_{SPr} に対して、コンデンサ C_{SP1} 、 C_{SP2} を

$$C_{SP1} = \frac{1}{(2\pi f_{SPr})^2(1 - k^2)L}, C_{SP2} = \frac{1}{(2\pi f_{SPr})^2L} \dots (9)$$

と設定すれば、

$$V_L = \frac{1}{k} V_{in} \dots \dots \dots (10)$$

の理想変圧器特性が得られ、電源力率は 1 となる⁽³⁾⁽⁷⁾。(9) 式を見ると、負荷抵抗 R_L は両式に含まれないが、結合係数 k が C_{SP1} にのみ含まれる。その結果、負荷変動時は共振周波数が影響を受けないので電圧源特性を得られるが、位置ずれ時は送受電間で共振周波数が異なるため、理想変圧器特性が得られず、負荷電圧は変動する。

負荷抵抗が、

$$R_L > \frac{1}{k} \sqrt{\frac{(1 - k^2)L}{C_{SP2}}} = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{L}{C_{SP1}}} \dots \dots \dots (11)$$

の条件を満たす場合、SS 方式の場合と同様に共振周波数 f_{SPr} の前後に新たな共振周波数 f_{SPlow} と f_{SPhigh} が現れ、それぞれの周波数にて電源力率を 1 にできる。このとき、共振周波数 f_{SPlow} もしくは f_{SPhigh} に追従すれば、負荷変動に対して電流源特性を得られるが、位置ずれに対しては電流源特性にならない。これは、コンデンサの選定において、 C_{SP1} のみが結合係数に依存するためと考えられる。

〈2・3〉 並列一直列補償 (PS) 方式 PS 方式では、Fig. 1 において送電側に並列コンデンサ C_{PS1} 、受電側に直列コンデンサ C_{PS2} を挿入する。共振周波数 f_{PSr} に対して、コンデンサ C_{PS1} 、 C_{PS2} を

$$C_{PS1} = \frac{1}{(2\pi f_{PSr})^2L}, C_{PS2} = \frac{1}{(2\pi f_{PSr})^2(1 - k^2)L} \dots (12)$$

と設定すれば、

$$V_L = kV_{in} \dots \dots \dots (13)$$

の理想変圧器特性が得られ、電源力率を 1 にできる⁽³⁾。(12) 式より明らかなように、PS 方式は SP 方式と送受電のコンデンサを入れ替えた形であるため、SP 方式と同様の傾向が現れる。その結果、負荷変動に対してのみ電圧源特性が得られる。

負荷抵抗が、

$$R_L < k \sqrt{\frac{(1 - k^2)L}{C_{PS1}}} = k \sqrt{\frac{L}{C_{PS2}}} \dots \dots \dots (14)$$

の条件を満たす場合、共振周波数 f_{PSr} の前後に新たな共振周波数 f_{PSlow} と f_{PShigh} が現れ、それぞれで電源力率を 1 にできる。このとき、共振周波数 f_{PShigh} もしくは f_{PSlow} を追従すれば、SP 方式と同様に、負荷変動に対してのみ電流源特性が得られる。

〈2・4〉 並列—並列補償 (PP) 方式 PP 方式では、Fig. 1 において送受電それぞれに並列にコンデンサ C_{PP1} , C_{PP2} , 挿入する。ここでは、 $C_{PP} = C_{PP1} = C_{PP2}$ とする。共振周波数 f_{PPr} に対して、コンデンサを

$$C_{PP} = \frac{1}{(2\pi f_{PPr})^2(1 - k^2)L} \dots\dots\dots (15)$$

と設定することで、電源電圧 v_{in} と電源電流 i_{in} は同位相、つまり、力率 1 となる。このとき、負荷に対して

$$I = \frac{k}{2\pi f_{PPr}(1 - k^2)L} V_{in} \dots\dots\dots (16)$$

の電流源が現れる⁸⁾。(16) 式には、負荷抵抗 R_L が含まれていないため、SS 方式と同様に負荷変動に対してのみ電流源特性を得る。

負荷抵抗が、

$$R_L > \frac{1}{k} \sqrt{\frac{(1 - k^2)L}{C_{PP}}} \dots\dots\dots (17)$$

の条件を満たす場合、共振周波数 f_{PPr} の前後に新たな共振周波数 f_{PPlow} と f_{PPhigh} が現れ、電源力率を 1 にできる。このとき、SS 方式と同様に、電源側から見た非接触給電システムの入力インピーダンスが負荷抵抗 R_L と等しく、負荷に対して電圧源特性 $V_L = V_{in}$ となる。したがって、負荷変動および位置ずれが生じて、共振周波数 f_{PPlow} か f_{PPhigh} を追従すれば、電圧源特性が得られる。これは、PP 方式では SS 方式と同様に、送受電間で対称な回路構成にてコンデンサを同様に選定しているため、負荷変動や位置ずれに対して送受電間の共振条件の関係を維持できるためと考えられる。また、 $R_L = \infty$ の場合、 f_{PPlow} と f_{PPhigh} は、(7) 式と (8) 式に収束する。ただし、 C_{SS} を C_{PP} に置き換える必要がある。

3. 共振周波数追従による定負荷電圧動作

ここでは、SS 方式を使用し、共振周波数追従による定負荷電圧動作を実験により確認する。

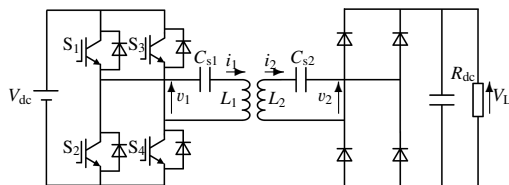


Fig. 2. Experimental circuit.

Table 1. Parameters for experiment.

DC voltage	V_{dc}	18 V
Self inductance of coil	L_1	127 μ H
Self inductance of coil	L_2	132 μ H
Resonant capacitor	C_{SS1}, C_{SS2}	1.8 μ F
Coupling factor	k	0.71 ~ 0.07
DC load	R_{dc}	2 Ω
DC load voltage	V_L	12 V

〈3・1〉 実験回路の構成 Fig. 2 に実験回路の構成を、Table 1 に回路定数を示す。実験回路は H ブリッジ構成の高周波インバータとダイオード整流器を用い、2 Ω の抵抗を負荷 R_{dc} として接続する。高周波インバータには、インバータ交流電流 i_1 がインバータ交流電圧 v_1 に対して遅れ力率である場合、スイッチング周波数が低下するようにフィードバック系を構築し、共振周波数追従制御を行う。送受電コイルにはそれぞれ直径 220 mm のパンケーキ型コイルを用い、12 mm のギャップを設けている。この状態で受電コイルを水平方向に移動させることで結合係数を変化させる。送受電コイルが同軸上、すなわち正対状態 (0 mm) での結合係数は $k = 0.71$ であり、115 mm まで水平方向にずらした場合は $k = 0.07$ である。

〈3・2〉 定電圧特性の条件 位置ずれによらず負荷電圧を一定にするには、SS 方式の非接触給電システムを共振周波数 f_{SSr} で駆動し、負荷抵抗 R_{dc} を

$$R_{dc} = R = k \sqrt{\frac{L}{C_{SS}}} \dots\dots\dots (18)$$

と制御する方法が考えられる。これは、受電側の整流器もしくはその後段の DC-DC コンバータなどにより負荷電圧を制御することを意味する。一方で、SS 方式の非接触給電システムにおいて、共振周波数追従制御により (5) 式の周波数 f_{SShigh} を追従し、位置ずれによらず負荷電圧を一定に保つことができる。この場合、受電側での制御は必要なく、インバータの動作のみで負荷電圧を一定にできる。

Fig. 3 に、Table 1 の回路定数を用いて計算した位置ずれに対する共振周波数の変化を示す。このとき、周波数 f_{SShigh} が存在するための結合係数 k' は、 $k' \geq 0.21$ である。したがって、結合係数が $0.21 \leq k \leq 1$ の場合は

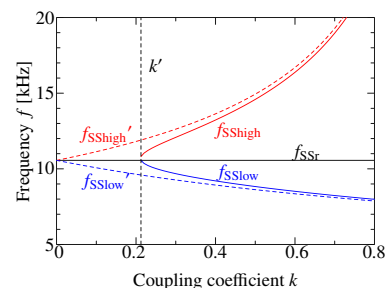


Fig. 3. Frequency characteristics of the resonant circuit in Fig. 1.

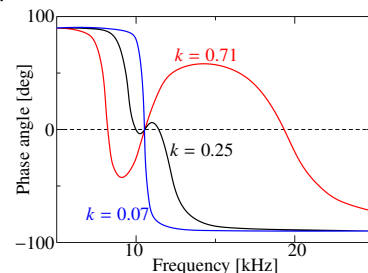


Fig. 4. Frequency characteristics of the phase angle in primary current i_1 .

共振周波数追従制御により、負荷電圧を一定にできる。

Fig. 4 に Table 1 の回路定数を用いて LT-spice により求めた、インバータ出力電流 i_1 の位相特性を示す。ここで、位相の基準はインバータ出力電圧 v_1 である。結合係数が $k = 0.71$ の場合を見ると、インバータの初期周波数を $f_r = 10.5$ kHz より高くしておけば、共振周波数追従制御により、スイッチング周波数は $f_{SShigh} = 19.2$ kHz に収束する。 $k = 0.25$ の場合は、 $f_{SShigh} = 11.2$ kHz となる。一方で、 $k = 0.07$ の場合は、周波数 f_{SShigh} が存在しないため、共振周波数追従制御により、 $f_r = 10.5$ kHz に収束する。このときの負荷電圧は、等価電流源の電流値と負荷抵抗の積であるため、位置ずれに対して一定とならない。

4. 実験結果

〈4・1〉 実験波形 Fig. 5 に実験波形を示す。スイッチング周波数 f_{sw} の初期条件は $f_{sw} = 30$ kHz とした。

Fig. 5(a) は、送受電コイルが正対した状態であり、このときの結合係数は $k = 0.71$ である。共振周波数追従制御による動作周波数は 19.7 kHz であり、(5) 式とほぼ一致する。送電コイル電流 i_1 はインバータ出力電圧 v_1 と同位相であるため、共振周波数を追従できている。このときの負荷電圧 V_L は 11.9 V であった。Fig. 5(b) は、受電コイルを 115 mm 水平方向にずらした状態であり、 $k = 0.07$ である。この結合係数では、(3) 式の負荷条件を満足できないため、スイッチング周波数は f_{SSr} に収束する。このときの動作周波数は 10.6 kHz であった。また、負荷に対し等価電流源で動作しているため、負荷電圧は V_L は 24.1 V に上昇した。

〈4・2〉 位置ずれに対する動作特性 Fig. 6 に位置ずれに対するスイッチング周波数と負荷電圧の変化を示す。Fig. 6(a) の実線は、共振周波数 f_{SSr} と f_{SShigh} の理論値であり、Fig. 6(b) の実線は、 f_{SSr} で動作している際の負荷電圧を (2) 式より求めた理論値である。

Fig. 6(a) を見ると、それぞれの結合係数において結合係数が低下するに伴い、共振周波数追従によって決定されたスイッチング周波数は f_{SShigh} から f_{SSr} へ移行している。また、Fig. 6(b) を見ると、(3) 式の負荷条件を満足する $k \geq 0.21$ の範囲では、負荷電圧はほぼ一定であり、位置ずれが生じた場合であっても共振周波数追従による定負荷電圧動作が確認できる。このときの、負荷電圧のその変動率は約 8% であった。また、結合係数が $0.07 \leq k \leq 0.21$ の範囲では、等価電流源動作に伴い負荷電圧は上昇している。動作周波数が f_{SSr} とは完全に一致していないため、理論値とは少々の乖離があるが、動作周波数が f_{SSr} に近づくほど、負荷電圧は理論値に近づいている。

5. むすび

本論文では、共振周波数追従制御による負荷電圧特性を検討した。合わせて、各補償方式における電流源特性およ

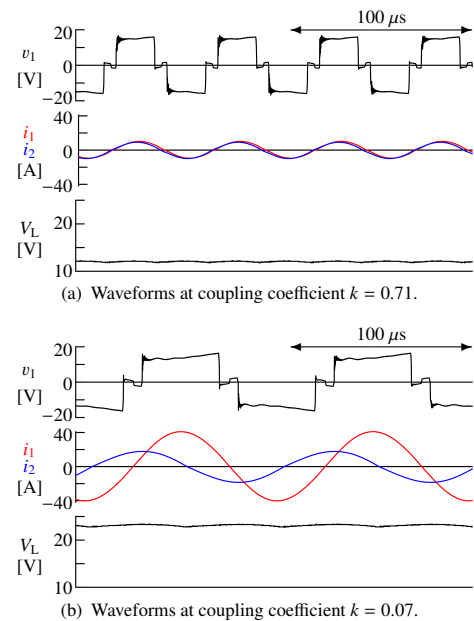


Fig. 5. Experimental waveforms.

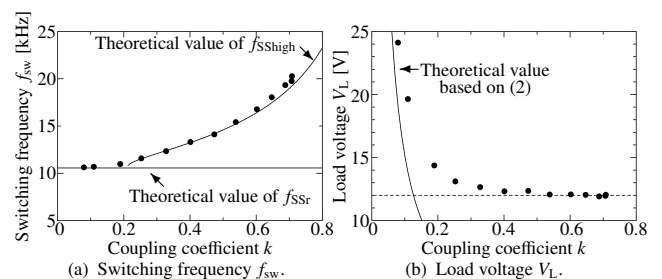


Fig. 6. Measured switching frequency and load voltage.

び電圧源特性について言及した。実験では、SS 方式にて共振周波数を追従することで、位置ずれが生じた場合であっても負荷電圧をほぼ一定に保つことができ、また、結合係数条件の境界においても安定に連続して共振周波数を追従できることを確認した。

文 献

- (1) 木船弘康・上松嵩幸・佐藤直樹：「AUV 向け非接触給電装置の基礎検討」, 電気学会半導体電力変換研究会, SPC-15-117, pp. 29-32(2015)
- (2) 居村岳広・堀洋一：「電磁誘導方式と磁界共振結合方式の統一理論」, 電学論 D, vol.135, no.6, pp. 697-710 (2015)
- (3) 藤田敏博・金子裕良・阿部茂：「直列および並列共振コンデンサを用いた非接触給電システム」, 電学論 D, vol.127, no.2, pp. 174-180 (2007)
- (4) H. Kifune, Y. Hatanaka, *IEEJ Trans. on Elec. and Electron. Engineering*, 7(S1), pp.S167-S172(2012)
- (5) 居村岳広・岡部浩之・内田利之・堀洋一：「等価回路から見た非接触電力伝送の磁界結合と電界結合に関する研究」, 電学論 D, vol.130, no.1, pp. 84-92 (2010)
- (6) 井上季樹・石飛学：「磁束が見える等価回路を用いた磁場共振型非接触給電の伝送解析」, 電気学会マグネティクス研究会, MAG-15-125 (2015)
- (7) C. S. Wang, O. H. Stielau and G. A. Covic, "Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 52, no. 5, pp. 1308-1314, Oct. 2005.
- (8) 山本達也・金子裕良：「移動体への給電に適した複数中継コイルを含む非接触給電回路の特性評価」, 平成 30 年度電気学会全国大会, 4-128, pp. 209-210 (2018)