

224 共振回路の周波数特性を活用した水中非接触給電システムの検討

東京海洋大学 ◎米田 昇平 木船 弘康

1. まえがき

自律型無人潜水機などの水中探査機は、海洋資源の開発や調査に活用されており、近年、その需要は増加している。しかしながら、それらの活動時間は搭載されたバッテリーに依存しており、さらに、バッテリーの交換は探査機を母船へ引き上げて行うため、その作業には多大な費用と作業員の危険性が伴う。

これらの問題点に対し、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。例えば、海中に設置された非接触給電型の給電ステーションに探査機をドッキングする方式が提案されている⁽¹⁾。しかし、この方法では、探査機形状に合わせたドッキング機構の設計が必要となり、汎用性が低下する。一方で、水中探査機がステーション上に着底し、ドッキング無しで非接触給電による充電を行う方法が検討されている⁽²⁾。この場合、水中探査機が着底していても、その水中重量はほぼ0 kgであるため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。

図1に、非接触給電システムの構成例を示す。高周波インバータから高周波交流電力が送電コイルに供給され、受電コイルと整流器で整流し、DCリンクを介してDC-DCコンバータとバッテリーが接続される。送受電コイル間の結合係数の変動は、整流器出力の電圧と電流の大きな変動を招くため、コンデンサ C_{bus} の電圧の急変やそれに伴う過電圧および過電流の危険性がある。

本論文では、位置ずれが頻発する状況であっても安定して動作可能な非接触給電システムを検討する。これは、位置ずれおよび負荷変動に関わらず高周波インバータの

制御のみで定負荷電圧動作が実現可能な点に特長があり、システムの安定性と信頼性の向上が期待できる。具体的には、高周波インバータに共振周波数追従制御⁽³⁾⁽⁴⁾を適用することで、結合係数が変化する状況であっても負荷に対して電圧源動作を実現する。さらに、電圧源動作となる共振周波数は結合係数に依存して変化するため、結合係数のモニタリング機能を高周波インバータに持たせることができる。

以下では、送電側直列共振-受電側直列共振（SS方式）の回路構成に対し、共振周波数追従制御を適用することで、結合係数と負荷が変動する場合でも負荷に対して定電圧動作となることを実験により確認する。また、比較として、受電側並列共振（SP方式）の回路構成に対しても同様の実験を行い、SS方式による電圧源動作の有効性を検討する。

2. 実験システム

2.1 回路構成 図2に実験回路の構成を、表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、送受電コイル、共振用コンデンサおよびダイオード

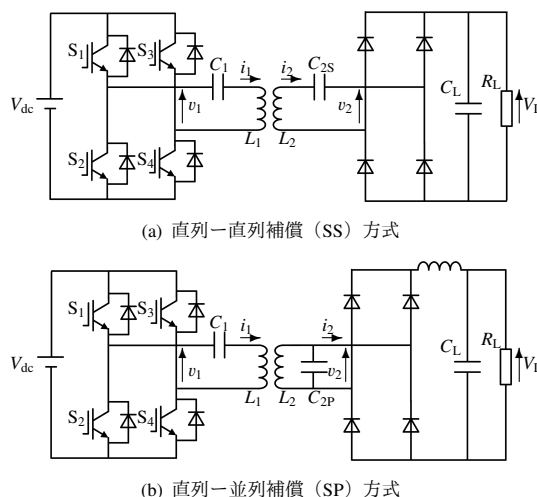


図2 実験回路

表1 実験で用いた回路定数

DC voltage	V_{dc}	12 V
Self inductance of coil	L_1, L_2	135 μ H, 137 μ H
Resonant capacitor	C_1, C_{2S}, C_{2P}	1.76 μ F, 1.76 μ F, 1.32 μ F

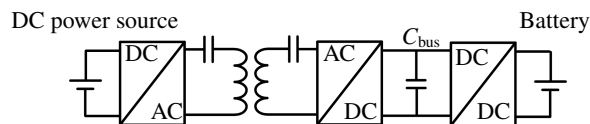


図1 非接触給電システムの構成例

ド整流器で構成され、負荷抵抗 R_L は図1のDC-DCコンバータとバッテリーを模擬している。図2(a)では、コンデンサ C_1 と C_{2S} が送受電コイルそれぞれに対して直列に挿入されており、直列-直列補償(SS)方式の非接触充電システムである。これに対し、図2(b)では、受電側のみコンデンサ C_{2P} をコイルに対して並列に挿入する直列-並列補償(SP)方式であり、整流器はインダクティブト形である。これらの回路において、結合係数の変動に関わらず、受電側の情報無しに高周波インバータのみで負荷電圧を一定に制御できれば、より安全で信頼性の高いシステムを実現できる。

2.2 結合係数の変動幅 本論文では送受電コイルはそれぞれ1つであるが、実システムでは、複数の送充電コイルを用い、その中から最も結合係数の良い1組のペアを電力伝送に用いる。これまでにコイル配置の検討を行い、最適化したコイル配置では、結合係数の分布が $0.28 \leq k \leq 0.78$ であることを明らかにしている⁽²⁾。したがって、本実験システムの位置ずれにおける結合係数 k の変動幅は、上記のものと同様に $0.31 \leq k \leq 0.74$ とする。

2.3 共振周波数追従制御 高周波インバータは、スイッチ S_1 に対してスイッチ S_4 を位相シフト角 ϕ_s だけ遅らせることで、零電圧区間を有する方形波 v_1 を出力する⁽³⁾。その上で、インバータ出力電流 i_1 が出力電圧 v_1 に対して遅れ力率である場合、スイッチング周波数 f_{sw} が低下するように、反対に、進み力率である場合は f_{sw} が上昇するように共振周波数追従制御を構築する⁽⁴⁾。

3. 共振回路の周波数特性

周波数特性の解析は、高周波インバータを基本波成分のみの交流電源に置き換え、その交流等価回路により得られた結果を示す。また、コイルなどの抵抗分は十分に小さいと仮定し、ここでは無視する。

3.1 SS方式 図3にSS方式における共振周波数の遷移を示す。図3(a)では、結合係数を $k = 0.3$ 、図3(b)では、負荷抵抗を $R_L = 3 \Omega$ としている。共振周波数 f_{rS} と f_{highS} はそれぞれ、

$$f_{rS} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2C_{2S}}} \dots \dots \dots (1)$$

$$f_{highS} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2L_1 - C_1R_{ac}^2 + A}{2(1-k^2)L_1^2C_1}} \dots \dots \dots (2)$$

で表わされる⁽⁵⁾。ただし、

$$A = \sqrt{C_1^2R_{ac}^4 + 4k^4L_1^2 - 4L_1C_1R_{ac}^2} \dots \dots \dots (3)$$

$$R_{ac} = \frac{8}{\pi^2}R_L \dots \dots \dots (4)$$

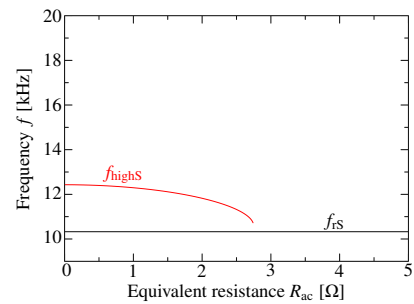
である。また、 f_{highS} は R_{ac} が、

$$R_{ac} \leq \sqrt{\frac{2L_1}{C_1}(1 - \sqrt{1 - k^2})} \dots \dots \dots (5)$$

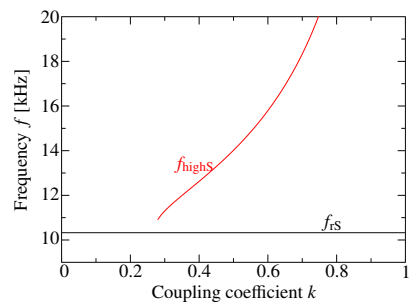
を満たすときのみ存在する⁽⁶⁾。このとき、 f_r では負荷変動に対してのみ電流源動作、 f_{highP} では結合係数と負荷変動に関わらず電圧源動作となる。

3.2 SP方式 図4にSP方式における共振周波数の遷移を示す。ここでは、結合係数を $k = 0.5$ としている。共振周波数 f_{rP} と f_{highS} はそれぞれ、

$$f_{rP} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2C_{2P}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(1-k^2)L_1C_1}} \dots \dots \dots (6)$$



(a) 負荷抵抗変動



(b) 結合係数変動

図3 SS方式の共振周波数の遷移

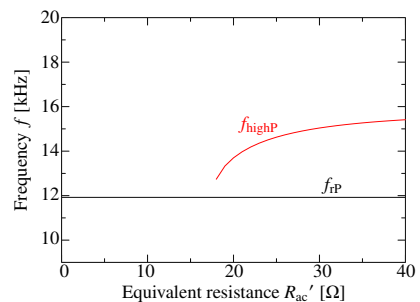


図4 SP方式の共振周波数の遷移

$$f_{\text{highP}} = \frac{\sqrt{(1-k^2)L_2}(\sqrt{\alpha_1} + \sqrt{\alpha_2})}{2L_2C_{2P}R_{\text{ac}}'(1-k^2)} \dots\dots\dots (7)$$

で表わされる⁷⁾。ただし、

$$\alpha_1 = k^2(L_2 + C_{2P}R_{\text{ac}}'^2) - L_2 \dots\dots\dots (8)$$

$$\alpha_2 = k^2(L_2 - 3C_{2P}R_{\text{ac}}'^2) - L_2 + 4C_{2P}R_{\text{ac}}'^2 \dots\dots\dots (9)$$

$$R_{\text{ac}}' = \frac{\pi^2}{8}R_L \dots\dots\dots (10)$$

である。また、 f_{highP} は R_{ac}' が、

$$R_{\text{ac}}' \geq \sqrt{\frac{(1-k^2)L_2}{k^2C_{2P}}} \dots\dots\dots (11)$$

を満たすときのみ存在する。このとき、 f_{IP} では負荷変動に対してのみ電圧源動作、 f_{highP} では負荷変動に対してのみ電流源動作となる。SS方式と異なり、SP方式では送電側のみ共振条件が結合係数に依存するため、結合係数の変化に対しては理想的な電源動作とならない。

3.3 共振周波数追従制御と動作特性 SP方式では、結合係数の変動に対して共振周波数追従制御を適用した場合、インバータ出力を高効率に維持できるが、負荷に対して電圧源にも電流源にもならない。これは、(7)式の通り、送電側の共振条件のみが結合係数に依存し、送受電間で共振条件が異なるためである。

これに対し、SS方式で f_{highS} を追従すれば、インバータは高効率を維持し、かつ、負荷に対して電圧源動作となる。したがって、結合係数の変動に関わらず一定電圧を負荷に供給することができる。さらに、図3(b)の通り共振周波数 f_{highS} は結合係数に依存するため、インバータの動作周波数から結合係数のモニタリングが可能となる。その結果、電力伝送動作を行いつつ、高周波インバータのスイッチング周波数により送受電コイル間の位置ずれ度合いの情報を得ることができる。文献(2)にて提案しているシステムでは、探査機の存在位置に応じて最も結合係数の高い送受電コイルペアを使用する必要があるため、充電動作中に位置ずれ状態が把握できれば、コイルの切り替えをスムーズに行うことができる。

4. 実験結果

4.1 実験波形 図5(a)にSS方式における高周波イン

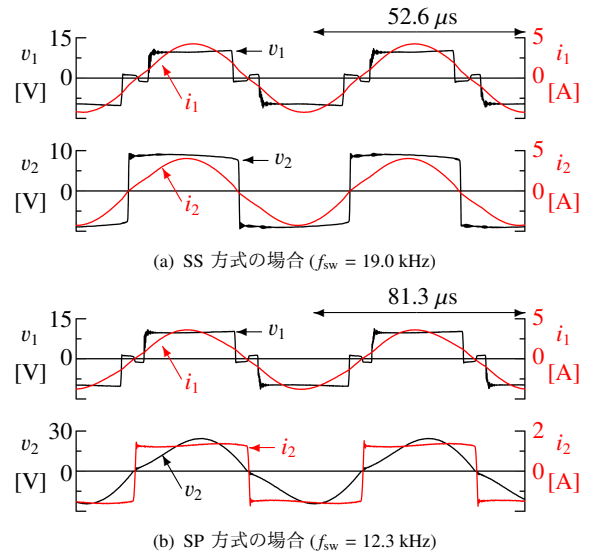


図5 インバータと整流器の電圧・電流波形

バータと整流器の電圧・電流波形を示す。同様に、図5(b)にSP方式の場合を示す。図5(a)では、結合係数 $k = 0.74$ 、負荷抵抗 $R_L = 3 \Omega$ とし、図5(b)では、 $k = 0.5$ 、 $R_L = 10 \Omega$ とした。この条件で共振周波数追従制御を適用した結果、図5(a)では f_{highS} に、図5(b)では f_{IP} に収束しており、どちらの場合であっても高周波インバータはほぼ効率1であった。また、整流器の構成の違いから、図5(a)では v_2 が方形波であり、図5(b)では i_2 が方形波である。

4.2 動作特性 図6(a)にSS方式で結合係数 k を変動させた場合、図6(b)に負荷抵抗 R_L を変動させた場合の負荷電圧を示す。図6(a)では、 $k > 0.3$ において f_{highS} が追従できるように $R_L = 3 \Omega$ に固定し、図6(b)では、 $R_L < 7 \Omega$ の範囲で f_{highS} が追従できるように $k = 0.74$ に固定している。これらの結果より、 f_{highS} を追従する際はほぼ一定の負荷電圧であるが、 f_{IS} を追従する際は、負荷電圧が急激に上昇するため、過電圧を防ぐ設計や高速な制御が必要となる。また、どちらの場合であっても f_{highS} を追従する際はスイッチング周波数 f_{sw} も大きく変動する。特に、結合係数 k が小さくなる際は、 f_{sw} も低下するため、 f_{sw} が(1)式付近まで低下した際は、コイルの結合係数が $k \approx 0.3$ まで低下していると判断できる。

図7(a)にSP方式で結合係数 k を変動させた場合、図7(b)に負荷抵抗 R_L を変動させた場合の負荷電圧を示す。図7(a)では、 $k = 0.5$ の場合のみ(6)式の共振条件を満足し、 $R_L = 10 \Omega$ としている。共振周波数追従制御によりスイッチング周波数 f_{sw} が変化するため、どの k にお

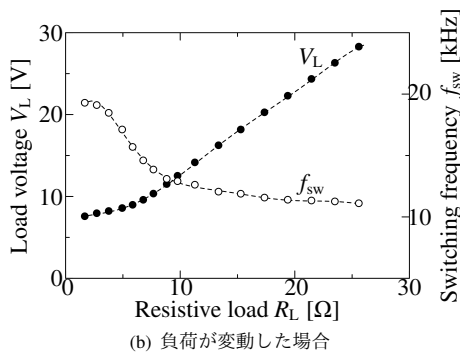
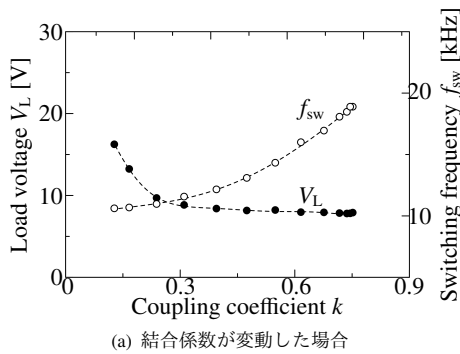


図6 SS方式における負荷電圧特性

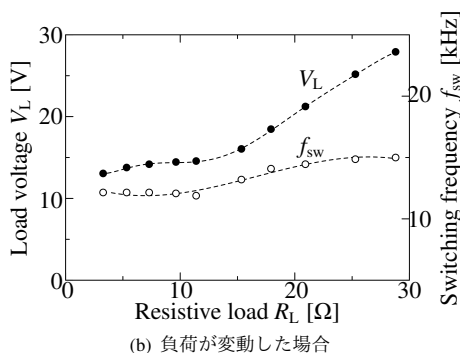
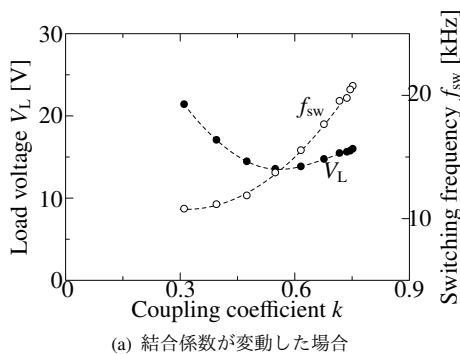


図7 SP方式における負荷電圧特性

いても高周波インバータはほぼ力率1で動作するが、負荷電圧（および負荷電流）は一定にならない。図6(b)では、 $k = 0.5$ に固定しており、 $R_L < 14 \Omega$ の範囲で f_{rp} を追従する。その結果、 R_L が小さい領域ほど巻き線抵抗による電圧降下が顕著になり僅かに負荷電圧は低下するが、 $R_L < 14 \Omega$ の範囲ではほぼ一定負荷電圧である。ただし、このときのスイッチング周波数 f_{sw} もほぼ一定であ

り、 f_{sw} を用いた結合係数のモニタリングは困難である。また、 f_{highP} を追従している $R_L > 14 \Omega$ では、負荷電圧が急激に上昇する。

5. むすび

本論文では、共振周波数追従制御による定負荷電圧動作と結合係数のモニタリングを検討した。その結果、直列-直列補償方式の非接触給電システムでは、共振周波数を追従することで位置ずれや負荷変動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確認でき、また、スイッチング周波数の遷移から結合係数のモニタリングが可能であることを示した。

参考文献

- (1) 巻俊彦・増田殊大・鈴木浩嗣:「ホバリング型 AUV の長期展開に向けた電磁界共振結合方式による非接触給電システムの開発」, 2014 年日本機械学会 ロボティクス・メカトロニクス講演会講演概要集, 3A1-I14(1)-3A-I14(2)(2014)
- (2) 佐藤直樹・木船弘康:「AUV 向け水中給電ステーションの最適なコイルレイアウトの条件に付いて」, 第 87 回マリンエンジニアリング学術講演会講演論文集, pp. 41-45(2017)
- (3) H. Kifune and Y. Hatanaka, “Optimal frequency tracking method for phase-shift PWM inverter,” *IEEJ Trans. on Elec. and Electron. Eng.*, 7(S1),pp.S167-S172(2012)
- (4) 池原徹・木船弘康・米田昇平:「水中非接触給電システムの開発に向けた共振周波数追従制御法の検討」, 第 88 回マリンエンジニアリング学術講演会講演論文集 (発表予定) (2018)
- (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) Y. Chao, J. Shieh, C. Pan and W. Shen, “A Closed-form Oriented Compensator Analysis for Series-parallel Loosely Coupled Inductive Power Transfer Systems,” *2007 IEEE PESC*, Orlando, FL, 2007, pp. 1215-1220.