

ポイントアブソーバ式波力発電装置の 二浮体ヒープ動揺条件下での安定な電気出力最大化制御

下田 隆貴*, 古関 隆章 (東京大学)

Stable control of a two-body heaving point absorber wave energy converter to maximize its electric output power
Takaki SHIMODA, Takafumi KOSEKI (The University of Tokyo)

Abstract

Most of point absorber wave energy converters in the ocean development stages are two-body and should be modeled as two-body system. In many researches, however, control strategies only for one-body converters were investigated. Furthermore, stability of closed loop was often neglected. In this paper, a stable impedance control to maximize electric output power of a two-body heaving point absorber is proposed. The numerical calculation results show superiority of proposed control strategy from the viewpoints of stability and electrical output power.

キーワード：波力エネルギー，二浮体式発電装置，ポイントアブソーバ，インピーダンスマッチング，安定性，インピーダンス制御

(wave energy, two-body converter, point absorber, impedance matching, stability, impedance control)

1. はじめに

波力エネルギーを活用するために，様々な方式の波力発電が考案されており，特に振動水柱型，可動物型そして越波型などは他に比べて研究開発が進んでいる⁽¹⁾。本論文では可動物型の一つであるポイントアブソーバ式を扱う。図1にポイントアブソーバを示す。

発電機としては永久磁石リニア同期発電機 (Permanent Magnet Linear Synchronous Generator, PMLSG) を扱う。PMLSGを含む波力発電系は図2のようになっており，フロートとスパーの相対運動によって発電がなされる。リニア機を採用する利点は二つあり，一つ目は基本的にはギアを用いずに済むので機械損が減ること，二つ目は同じ理由で部品が減るので保守性が上がることである。

これまでにポイントアブソーバのための様々な制御が考案されてきた。代表的な制御として，インピーダンス制御⁽²⁾，モデル予測制御⁽³⁾，ラッチング制御⁽⁴⁾などがある。モデル予測制御については計算量が非常に大きく，また海洋波の完全な未来予測に基づいているため，実装が容易でない。ラッチング制御については何らかの機械設備が更に必要で保守性が低い。対して，インピーダンス制御は実装が単純であり，かつ多くの制御法と比較しても遜色のない性能を発揮している⁽⁴⁾。そこで本論文ではインピーダンス制御を扱うことにする。

波力発電のインピーダンス制御には力フィードバック速度指令型⁽⁴⁾と速度フィードバック力指令型(複素共役制御と呼ばれる)⁽⁵⁾があるが，どちらもインピーダンスを制御するという点では等しいので，本論文では実装がより単純な後者の複素共役制御を採用する。

波力発電の研究開発黎明期から，一浮体式のポイントアブソーバのための複素共役制御は多く研究されている。最

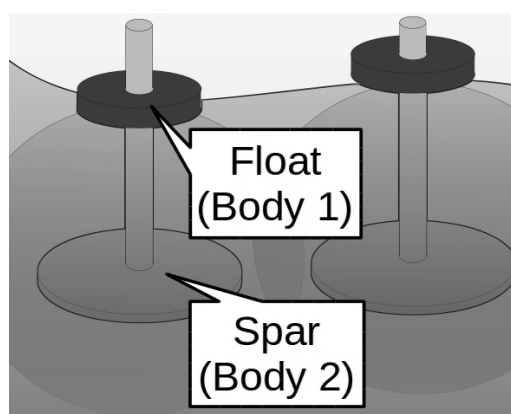


図1 フロート (Body 1) とスパー (Body 2) からなる二浮体式のポイントアブソーバ

Fig.1. Two-body point absorber which consists of float(Body 1) and spar(Body 2)

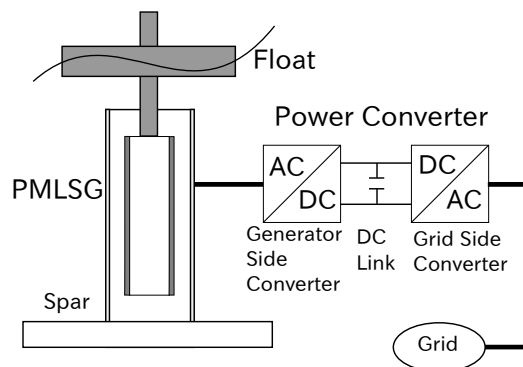


図2 PMLSGを用いた波力発電系

Fig.2. Wave energy conversion system using PMLSG

近の成果としては、発電機の銅損までも考慮し電気出力を最大化する複素共役制御 (ACL 制御) がある⁽⁵⁾。しかし現実に実証試験の段階まで進んだほとんどのポイントアブソーバは二浮体を用いたものである。これら二浮体の例としては PowerBuoy⁽⁶⁾、Wavebob⁽⁷⁾、Aquabuoy⁽⁸⁾ などがある。二浮体の研究については、機械出力を最大化する複素共役制御は提案されてはいるが⁽⁹⁾、肝心の電気出力を最大化する複素共役制御は未だ導出されていないという問題がある。

また制御時の系の安定性を考慮した研究は多くなく⁽¹⁰⁾、特に系の安定性を陽に考慮した複素共役制御の研究は少ない。そのため制御時に系の安定性が十分に確保されていないという問題がある。

本論文では以上の二つの問題点を解決する。本論文ではまず (1) 二浮体を用いたポイントアブソーバ式の波力発電において、電気出力を最大化する複素共役制御を導出する。次に (2) それを従来の方法に基づいて実装した場合、系が不安定になりやすくなることを示す。最後に (3) ノミナル系において電気出力を最大化させ、かつより系を安定にする複素共役制御 (SACL2 制御) を提案する。そして安定性解析とシミュレーションにより提案手法の有効性を示す。

2. 波力発電系とその制御

〈2・1〉 時間領域における二浮体の力学モデル 本節では二浮体の流体力学モデルについて述べる。図 1 で示したフロートを Body 1、スパーを Body 2 と呼ぶことにする。ここで浮体運動はヒープ (上下) 方向のみであると仮定すると、フロートとスパーの運動方程式は以下式 (1) になる⁽⁹⁾。

$$\begin{cases} m_1 \ddot{x}_1 = f_{\text{ext},1} + f_{\text{rad},11} + f_{\text{rad},12} + f_g + f_{s,1} \\ m_2 \ddot{x}_2 = f_{\text{ext},2} + f_{\text{rad},22} + f_{\text{rad},21} - f_g + f_{s,2} \end{cases} \quad (1)$$

ただし m_i 、 x_i はそれぞれ、Body i の質量、釣り合いからのヒープ方向の変位である。ドットは微分、ツードットは二階微分を表す。

$f_{\text{ext},i}$ は Body i が受ける波強制力 (wave excitation force)、 $f_{\text{rad},ij}$ は Body j の運動により Body i が受けるラディエーション力 (radiation force)、 f_g は PMLSG の推力、 $f_{s,i}$ は Body i が受ける復元力である。

式 (1) で示された力以外にも、実際には係留力などが浮体に加わるが、その影響は相対的に小さい⁽¹¹⁾ ので無視した。

ラディエーション力、復元力は時間領域では以下式 (2)、(3) のように表現される。

$$f_{\text{rad},ij}(t) = -m_{\text{inf},ij} \ddot{x}_j(t) - \int_{-\infty}^t k_{\text{rad},ij}(t-\tau) \dot{x}_j(\tau) d\tau \dots (2)$$

$$f_{s,i}(t) = -k_{s,i} x_i(t) \dots (3)$$

ただし $m_{\text{inf},ij}$ 、 $k_{\text{rad},ij}(t)$ は Body j による Body i の周波数無限大における付加質量、インパルス応答関数である。 $k_{s,i}$ は Body i の復元力係数である。

〈2・2〉 周波数領域における二浮体の力学モデル 本節では周波数領域における二浮体のモデルについて述べる。式 (2) は周波数領域では式 (4) のように表現される⁽⁹⁾。

$$F_{\text{rad},ij}(\omega) = -\{j\omega A_{\text{rad},ij}(\omega) + B_{\text{rad},ij}(\omega)\} V_j(\omega) \quad (4)$$

ただし V_i 、 $F_{\text{rad},ij}$ は周波数領域における速度 \dot{x}_i 、 $f_{\text{rad},ij}$ である。また $A_{\text{rad},ij}(\omega)$ 、 $B_{\text{rad},ij}(\omega)$ はそれぞれ Body j による Body i の付加質量 (added mass)、造波抵抗である。

式 (1) をフーリエ変換すると、式 (3)、式 (4) より以下の式 (5) が導かれる。

$$\begin{bmatrix} Z_{11}(\omega) & Z_{12}(\omega) \\ Z_{21}(\omega) & Z_{22}(\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1(\omega) \\ V_2(\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{\text{ext},1}(\omega) + F_g(\omega) \\ F_{\text{ext},2}(\omega) - F_g(\omega) \end{bmatrix} \quad (5)$$

ただし $F_{\text{ext},i}$ 、 F_g は周波数領域の $f_{\text{ext},i}$ 、 f_g である。 $Z_{ij}(\omega)$ は Body j の運動による Body i の機械インピーダンスであり、以下式 (6) で定義される。

$$Z_{ij}(\omega) = j\omega \{m_{ij} + A_{\text{rad},ij}(\omega)\} + B_{\text{rad},ij}(\omega) + \frac{k_{s,ij}}{j\omega} \dots (6)$$

m_{ij} 、 $k_{s,ij}$ の定義は式 (7) である。

$$[m_{ij} \quad k_{s,ij}] = \begin{cases} [m_i & k_{s,i}] & (i=j) \\ [0 & 0] & (i \neq j) \end{cases} \dots (7)$$

〈2・3〉 dq 同期座標系による PMLSG のモデル 本節では発電機である PMLSG の dq 軸電圧電流、トルク、電力について述べる。回路方程式 (8)、推力発生式 (9)、電力式 (10) は以下である⁽¹²⁾。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + sL_d & -\frac{\pi}{\tau_p} L_q v_r \\ \frac{\pi}{\tau_p} L_d v_r & R + sL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{\pi}{\tau_p} \Phi_0 v_r \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$f_g = \left\{ \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{\pi}{\tau_p} \Phi_0 + \frac{\pi}{\tau_p} (L_d - L_q) i_d \right\} i_q \dots (9)$$

$$p_{\text{out}} = -i_d v_d - v_q i_q = -R(i_d^2 + i_q^2) - \frac{s}{2} (L_d i_d^2 + L_q i_q^2) - v_r f_g \dots (10)$$

ただし i_d 、 i_q 、 v_d 、 v_q はそれぞれ d 軸電流、q 軸電流、d 軸電圧、q 軸電圧である。 R は巻線抵抗であり、 L_d 、 L_q はそれぞれ d 軸、q 軸インダクタンスである。 τ_p はポールピッチ、 Φ_0 はトランスレータの磁束 [Wb] である。 s は微分演算子である。

p_{out} は発電機の電気出力である。電動機が回生運転をする時電力が正になるように定義した。また $-v_r f_g$ は機械出力で、 $-R(i_d^2 + i_q^2)$ は銅損である。

v_r はトランスレータの速度であり、フロートとスパーの相対速度に等しく、以下式 (11) のように定義される。

$$v_r = v_1 - v_2 \dots (11)$$

〈2・4〉 一浮体式波力発電系の等価電気回路 二浮体式の解析のために、本節ではまず一浮体式波力発電系の等価電気回路表示を扱う。一浮体式では Body 2 の方を固定して扱うため、以下式 (12) が成立する。

$$V_r(\omega) = V_1(\omega) \dots \dots \dots (12)$$

ただし V_r は周波数領域における v_r である。

一浮体の場合の周波数領域における力学モデルは式 (5), (12) から、以下式 (13) で表される。

$$Z_{11}(\omega)V_r(\omega) = F_{ext,1}(\omega) + F_g(\omega) \dots \dots \dots (13)$$

発電機については、本論文では d 軸インダクタンスと q 軸インダクタンスが等しい非突極 PMLSG を用いることとする。すると周波数領域における発電機のモデルは、式 (8), (9), (12) より以下式 (14), (15), (16) で表される。

$$I_d(\omega) = 0 \dots \dots \dots (14)$$

$$V_q(\omega) = (R + j\omega L_q)I_q(\omega) + K_t V_r(\omega) \dots \dots \dots (15)$$

$$F_g(\omega) = K_t I_q(\omega) \dots \dots \dots (16)$$

ただし、ここでは d 軸電流を十分に素早く 0 A に制御していると仮定した。一般に PMLSG が非突極性の場合、銅損を最小にするためにこのような制御が行われている⁽¹²⁾。

$V_q(\omega)$, $I_q(\omega)$ はそれぞれ周波数領域における v_q , i_q である。

非突極 PMLSG の推力係数 K_t は以下式 (17) のように定義される。

$$K_t = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{\pi}{\tau_p} \Phi_0 \dots \dots \dots (17)$$

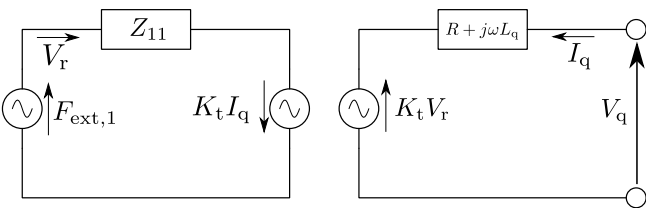


図 3 波力発電系の等価電気回路

Fig.3. Electric analogue of wave energy conversion system

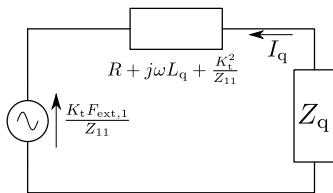


図 4 複素共役制御時の波力発電系の等価電圧源表示した等価電気回路

Fig.4. Equivalent electric analogue model of wave energy conversion system under complex-conjugate control

以上の式 (13), (15), (16) を等価電気回路に表すと、図 3 になる。これは機械系を電気回路アナロジーで置き換えたものに q 軸等価電気回路が加わった回路である。

〈2・5〉 一浮体式波力発電系のための複素共役 (complex-conjugate) 制御 本節では一浮体式波力発電のための複素共役制御について述べる。図 3 について、q 軸電圧を以下式 (18) のように制御する。

$$V_q(\omega) = -Z_q(\omega)I_q(\omega) \dots \dots \dots (18)$$

式 (18) の制御は式 (19) の制御と同値である。

$$F_g(\omega) = -Z_g(\omega)V_r(\omega) \dots \dots \dots (19)$$

ただし Z_g と Z_q の関係は式 (20) である。

$$Z_g(\omega) = \frac{K_t^2}{R + j\omega L_q + Z_q(\omega)} \dots \dots \dots (20)$$

式 (19) のような推力の制御を複素共役制御という⁽⁵⁾。

図 3 を等価電圧源表示し、さらに式 (18) の制御を適用すると、図 4 が導かれる。

図 4 のような回路において、電源側の角周波数がある周波数 ω の正弦波の場合である場合、負荷側の電気出力を最大化するには、インピーダンスマッチングをとればよいことが広く知られている⁽⁹⁾。

複素共役制御の内、図 4 で表現される、波力発電の機械系と電気系に対してインピーダンスマッチングする制御は式 (21) である。上パーは複素共役を表す。

$$Z_g(\omega) = \frac{1}{2 \frac{R}{K_t^2} + \frac{1}{Z_{11}(\omega)}} \dots \dots \dots (21)$$

以上の式 (21) が電気出力を最大化する複素共役制御である。

ところで先行研究では推力を速度に比例させる制御もよく研究されている。式 (22) は抵抗 (resistive loading) 制御 (RL 制御) と呼ばれる制御である⁽⁵⁾。

$$Z_g(\omega) = |Z_{11}(\omega)| \dots \dots \dots (22)$$

〈2・6〉 近似複素共役 (approximate

complex-conjugate) 制御 この説では前節の時間領域における複素共役制御の実装方法について議論する。式 (19) に一般の場合の複素共役制御を示したが、これをフーリエ逆変換する場合、一般には高次の制御器が必要になり実装が難しい⁽⁵⁾。そこで制御器の次数を下げるために近似複素共役制御が提案されている。近似複素共役制御の一般形は式 (23) である。

$$Z_g(\omega) = j\omega K_D + K_P + \frac{K_I}{j\omega} \dots \dots \dots (23)$$

ただし K_D , K_P , K_I は実数である。それぞれの係数は質量、粘性係数、バネ係数ないし D ゲイン, P ゲイン, I ゲインに等しい。またこれはインピーダンス制御に相当する⁽¹³⁾。

これまでに提案されてきた先行研究における K_D , K_P , K_I の広く使われている決め方は式 (24) である^{(2) (3) (5)}。

$$\begin{cases} K_D = & 0 \\ K_P = & \operatorname{Re}\left\{\frac{1}{\frac{2R}{K_t^2} + \frac{1}{Z_{11}(\omega_p)}}\right\} \dots\dots\dots (24) \\ K_I = & -\omega_p \operatorname{Im}\left\{\frac{1}{\frac{2R}{K_t^2} + \frac{1}{Z_{11}(\omega_p)}}\right\} \end{cases}$$

ただし ω_p は予測される波のピーク角周波数である。

式 (24) の制御を approximate complex-conjugate control considering generator copper losses (ACL 制御) と呼ぶ⁽⁹⁾。 $\omega = \omega_p$ において式 (21) に一致することが分かる。

抵抗制御の場合は式 (22) の右辺について $\omega \rightarrow \omega_p$ としたものが近似複素共役の抵抗制御となる。

〈2・7〉 現象的等価一浮体モデル (phenomenologically one-body equivalent model) 波力発電は二浮体の相対運動に基づいている。そこで二浮体の周波数領域における運動方程式である式 (5) を式 (25) のように座標変換することを考える。

$$V_r(\omega) = V_1(\omega) - V_2(\omega) \dots\dots\dots (25)$$

すると式 (26) が導かれる⁽⁹⁾。

$$Z_r(\omega)V_r(\omega) = F_{\text{ext}}(\omega) + F_g(\omega) \dots\dots\dots (26)$$

ただし $Z_r(\omega)$, $F_{\text{ext}}(\omega)$ は式 (27), (28) である。

$$Z_r(\omega) = \frac{Z_{11}(\omega)Z_{22}(\omega) - Z_{12}(\omega)Z_{21}(\omega)}{Z_0(\omega)} \dots\dots (27)$$

$$F_{\text{ext}}(\omega) = \frac{Z_{21}(\omega) + Z_{22}(\omega)}{Z_0(\omega)} F_{\text{ext},1}(\omega) - \frac{Z_{11}(\omega) + Z_{12}(\omega)}{Z_0(\omega)} F_{\text{ext},2}(\omega) \dots\dots (28)$$

ただし $Z_0(\omega)$ は式 (29) である。

$$Z_0(\omega) = Z_{11}(\omega) + Z_{21}(\omega) + Z_{12}(\omega) + Z_{22}(\omega) \dots (29)$$

式 (13) と (26) を比較すると、一浮体の方程式において、 $Z_{11} \rightarrow Z_r$ かつ $F_{\text{ext},1} \rightarrow F_{\text{ext}}$ と置き換えたものが二浮体の方程式になっていることが分かる。この式 (26) を現象的等価一浮体モデルという⁽⁹⁾。

3. 二浮体式波力発電の複素共役制御

〈3・1〉 2 浮体のための ACL (ACL2) 制御の導出 先行研究では二浮体のための機械出力を最大化する近似複素共役制御が提案されている⁽⁹⁾が、それは一般に電気出力を最大化しないと考えられる。本節では、二浮体のための電気出力を最大化する近似複素共役制御を導出する。

二浮体式波力発電において、相対速度を検出するのは発電機のエンコーダを用いると簡単にできるが、それぞれの浮体の速度を求めるのはセンサ実装の観点から難しいと考えられる。そこで発電機の推力を式 (19) のように相対速度

フィードバック力指令のインピーダンス制御をすることを考える。

この時、式 (26) から一浮体の場合とまったく同じようなインピーダンスマッチングをすると、二浮体式波力発電において電気出力 p_{out} が最大になる。

つまり二浮体のための ACL 制御は式 (24) において、 $Z_{11} \rightarrow Z_r$ (式 (27)) としたものである。この制御を ACL2 制御とする。

また抵抗制御についても同様の論理が適用される。

〈3・2〉 Stable ACL2 (SACL2) 制御の提案 前節では ACL2 の導出をしたが、ACL 制御、ACL2 制御においては制御時の系の安定性のことが特に考慮されていない。式 (24) においては積分ゲインに相当する K_I は負になりうる。このような正帰還は一般に系を不安定にする。

そこで以下式 (30) にゲイン K_I, K_D, K_P を全て非負に保ちつつ、かつ二浮体式波力発電において電気出力を最大化する近似複素共役制御を提案する。

$$\begin{cases} K_D = & \max\left\{\frac{1}{\omega_p} \operatorname{Im}\left\{\frac{1}{\frac{2R}{K_t^2} + \frac{1}{Z_r(\omega_p)}}\right\}, 0\right\} \\ K_P = & \operatorname{Re}\left\{\frac{1}{\frac{2R}{K_t^2} + \frac{1}{Z_r(\omega_p)}}\right\} \dots\dots (30) \\ K_I = & \max\left\{0, -\omega_p \operatorname{Im}\left\{\frac{1}{\frac{2R}{K_t^2} + \frac{1}{Z_r(\omega_p)}}\right\}\right\} \end{cases}$$

式 (30) の制御を Stable ACL2 (SACL2) 制御とする。

式 (30) は ACL2 と同様に $\omega = \omega_p$ において式 (21) のインピーダンスマッチングの条件を満たしている。

4. 安定性解析とシミュレーション

〈4・1〉 浮体と発電機 本節では本章で扱う浮体と発電機について述べる。浮体については National Renewable Energy Laboratory and Sandia Corporation の提案する二浮体式である Reference Model 3 (RM3)⁽¹⁵⁾ を用いる。この RM3 の静的なパラメータを表 1 に示す。動的なパラメータである、 $B_{\text{rad},ij}(s) + sA_{\text{rad},ij}(s)$ については、 $i = j = 1$ の時は 6 次、 $i = j = 2$, $i \neq j$ の時は 1 次の安定な伝達関数で近似した。なお RM3 の流体力学計算には WAMIT[®] が用いられている。

発電機については先行研究にある波力発電用の PMLSG⁽¹⁴⁾ を用いる。PMLSG のパラメータを表 2 に示す。ただし $L_d = L_q$ には推定値である 50 mH を用いることとする。

〈4・2〉 比較する制御法 本章では提案手法である SACL2 の比較対象として、ACL2 制御と抵抗制御を採用する。

ACL2 制御は SACL2 制御と同じく二浮体式波力発電系とのインピーダンスマッチングを満たしているが、 K_I が負になりうるため不安定な制御法である。

抵抗制御は多くの研究で取り上げられている制御法で、インピーダンスマッチングを満たしてはいないが、実装が最も単純で安定なため広く持ちいられてきた^{(2) (4) (5) (9)}。な

表 1 RM3 の静的パラメータ⁽¹⁵⁾
Table 1. Static parameters of RM3⁽¹⁵⁾

Symbol	Unit	Value
m_1	kg	$7.27 \cdot 10^5$
m_2	kg	$8.78 \cdot 10^5$
$k_{s,1}$	N/m	$2.80 \cdot 10^6$
$k_{s,2}$	N/m	$2.76 \cdot 10^5$

表 2 PMLSG のパラメータ⁽¹⁴⁾
Table 2. Parameters of PMLSG⁽¹⁴⁾

Symbol	Unit	Value
R	Ω	0.29
Φ_0	Wb	23.5
τ_P	m	0.1

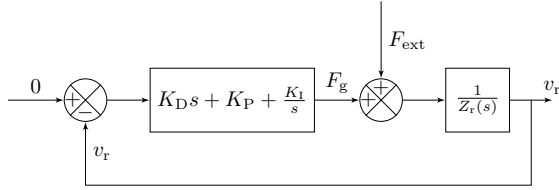


図 5 近似複素共役制御時の二浮体式波力発電のブロック線図
Fig. 5. Block diagram of two-body wave energy conversion system under approximate complex-conjugate control

お抵抗制御は二浮体系のためのもの⁽⁹⁾を採用する。

(4・3) 安定性解析 本節ではゲイン余裕と位相余裕の観点から、従来法に基づく ACL2 制御と提案手法である SACL2 の比較検討を行う。近似複素共役制御時の二浮体式波力発電の閉ループを図 5 に示す。この図から一巡伝達関数が分かり、そこからゲイン余裕と位相余裕が分かる。ただし図 5 では擬似微分器や電流制御系の遅れを無視している。

従来法 1(Conv. 1, ACL2) と提案手法(Prop., SACL2) の周期毎のゲイン余裕と位相余裕の比較を表 3 に示す。また K_I , K_D を図 6 に示す。ただし T_p は波のピーク周期, G_m はゲイン余裕, P_m は位相余裕を表す。

T_p が 6 秒から 8 秒においては、従来法 1 ではゲイン余裕が負のためそもそもノミナル系が不安定になっているが、提案手法ではその問題は解消されている。また常に提案手法のゲイン余裕は従来法 1 のそれら以上である。これは図 6 から分かるように SACL2 では K_I , K_D が非負であるのに対して、ACL2 では K_I が負になるからである。

以上のことから提案手法の安定性は従来法 1 のそれと比較して高いことが分かる。

(4・4) シミュレーション結果 本節では波力発電のシミュレーションにより、従来手法と提案手法の比較検討を行う。海洋波の模擬のため、波スペクトルにはよく用いられている JONSWAP スペクトル⁽¹⁵⁾を用いた。海洋波による波強制力の模擬の方程式は式 (31) である⁽¹⁵⁾。

$$f_{ext,i} = \text{Re} \left\{ \int_0^\infty \sqrt{2S(\omega_k)} X_i(\omega_k) e^{j\omega_k t + \phi} \sqrt{d\omega_k} \right\} \quad (31)$$

ただし $S(\omega)$ は波スペクトル, X_i は Body i の波強制力ベクトル (excitation vector), ϕ はランダムな位相である。

シミュレーションには MATLAB[®]を用い、実行時間は 1200 秒とした。電流制御器には帯域 200 rad/s の PI 制御

器を用いた。推力制限は先行研究⁽¹⁴⁾より最大 933 kN とした。これは相電流制限 RMS 577 A に相当する。d 軸電流は 0 A に常に制御する。センサは PMLSG のエンコーダを仮定した。このため速度と加速度を得るために擬似微分器を用いており、その帯域は 200 rad/s とした。近似複素共役制御を実装する上で、波の周期を予測する必要があるが、今回は波のピーク周期が予測できているものとした。また波の有義波高は全て 2 m とした。

図 7, 図 8 に従来法 1(ACL2 制御), 従来法 2(二浮体のための抵抗制御) と提案手法 (SACL2 制御) の平均電気出力, 最大変位の比較を示す。平均は初期値応答の影響をなくするために 100 秒から 1200 秒までの平均を取った。

図 7 から提案手法の平均電気出力が従来法と比較して常にそれら以上であることが分かる。従来法 1 はピーク周期 6 から 8 秒で不安定になるため電気出力が低下し、従来法 2 はインピーダンスマッチングが取れていないために長周期側で出力が低下している。なお推力制限があるため従来法 1 は発散には至っていない。

図 8 では従来法 1 で系が部分的に不安定になり浮体の変位が他の手法と比べて大きくなっていることが分かる。

以上のことから、提案手法はノミナル系において、安定性を確保しつつ、なおかつインピーダンスマッチング条件を満たし電気出力を最大化していることが分かる。

5. まとめ

本論文では二浮体系に対してインピーダンスマッチングを満たし電気出力を最大化する、安定な制御である SACL2

表 3 従来法 1(ACL2) と提案手法 (SACL2) のゲイン余裕 G_m と位相余裕 P_m の比較

Table 3. Comparison of gain margin G_m and phase margin P_m between conventional 1(ACL2) and proposal(SACL2) strategy

T_p [s]	G_m [dB] (Conv. 1)	G_m [dB] (Prop.)	P_m [degree] (Conv. 1)	P_m [degree] (Prop.)
3	∞	∞	15	15
4	∞	∞	12	12
5	36	∞	-90	93
6	-2	56	-142	-93
7	-4	46	-118	-94
8	-3	44	-114	-93
9	0	48	115	-93
10	4	∞	-39	-92
11	11	∞	-66	-92
12	28	∞	-88	91
13	∞	∞	84	84

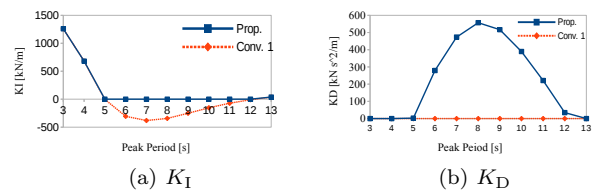


図 6 従来法 1(ACL2) と提案手法 (SACL2) の I ゲイン K_I , D ゲイン K_D

Fig. 6. I gain K_I , D gain K_D for conventional 1(ACL2) and proposal(SACL2) strategy

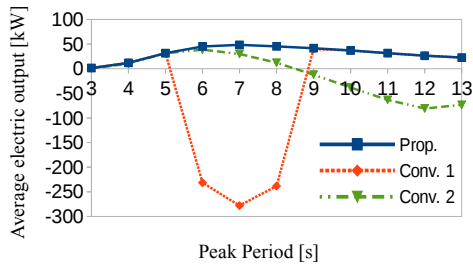
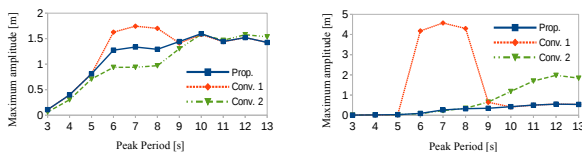


図 7 不規則波 (有義波高 2 m) に対する平均電気出力

Fig. 7. Average electric output to irregular wave (significant wave height is determined as 2 m)



(a) Body 1(Float)

(b) Body 2(Spar)

図 8 浮体毎の最大片変位

Fig. 8. Maximum amplitude of each body

制御を提案した。

そして安定性解析とシミュレーションにより、以下のことを示した。

(1) 提案法と同じくインピーダンスマッチングを満たす従来法 1(ACL2 制御) は不安定になりやすいが、提案手法は安定であること。

(2) 提案手法が典型的な波力発電の制御法である従来法 2(抵抗制御) と比較して電気出力の大きさという観点で優れること。

(3) 提案手法の電気出力に関して、波周期の予測が外れた場合は安定な場合の従来法 1 の電気出力より劣る可能性はあるが、ノミナル系では安定な場合の従来法 1 と同じ電気出力を得ていること。つまり安定に電気出力を最大化していること。

謝 辞

本研究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) のプロジェクト「NEDO 次世代海洋エネルギー発電技術研究開発/リニア式波力発電」の成果の一部である。

参考文献

- (1) Kassem, Ahmed M., Ahmad H. Besheer, and Almoataz Y. Abdelaziz: "A Linear Quadratic Gaussian Approach for Power Transfer Maximization of a Point Absorber Wave Energy Converter", *Electric Power Components and Systems*, Vol.43, No.8, pp.1173-1181 (2015)
- (2) Tedeschi, E., and M. Molinas: "Impact of control strategies on the rating of electric power take off for wave energy conversion", *Industrial Electronics*

(ISIE), 2010 IEEE International Symposium on. IEEE, pp.2406-2411 (2010)

- (3) de la Villa Jaén, Antonio, and Agustín García Santana: "Considering linear generator copper losses on model predictive control for a point absorber wave energy converter", *Energy Conversion and Management*, Vol.78, pp.173-183 (2014)
- (4) Hals, Jørgen, Johannes Falnes, and Torgeir Moan: "A comparison of selected strategies for adaptive control of wave energy converters", *Journal of Offshore Mechanics and Arctic Engineering*, Vol.133, No.3, pp.031101-1031101-12 (2011)
- (5) Villa Jaén, Antonio, Agustín García-Santana, and Dan El Montoya - Andrade: "Maximizing output power of linear generators for wave energy conversion", *International Transactions on Electrical Energy Systems*, Vol.24, No.6, pp.875-890 (2014)
- (6) "Ocean Power Technologies" is available on <http://www.oceanpowertechnologies.com>
- (7) Weber, J., Mouwen, F., Parish, A., and Robertson, D: "Wavebob—research & development network and tools in the context of systems engineering", In *Proc. Eighth European Wave and Tidal Energy Conference*, Uppsala, Sweden (2009)
- (8) Weinstein, A., Fredrikson, G., Parks, M. J., and Nielsen, K: "AquaBuOY-the offshore wave energy converter numerical modeling and optimization", In *OCEANS'04. MTT/IEEE TECHNO-OCEAN'04*, Vol.4, pp.1854-1859 (2004)
- (9) Olaya, Sébastien, Jean-Matthieu Bourgeot, and Mohamed Benbouzid: "Optimal control for a self-reacting point absorber: A one-body equivalent model approach", *Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC), 2014 International. IEEE*, (2014)
- (10) Fusco, Francesco, Ringwood, John V: "Robust control of wave energy converters", *Control Applications (CCA), 2014 IEEE Conference on. IEEE*, p.292-297 (2014)
- (11) Vicente, Pedro C., António de O. Falcão, and Paulo Alexandre Justino: "Non-linear slack-mooring modelling of a floating two-body wave energy converter", *Proceedings of the 9th European Wave and Tidal Energy Conference* (2011)
- (12) 新中 新二: 永久磁石同期モータのベクトル制御技術, 電波新聞社 (2008)
- (13) Goldenberg, A. A. "Implementation of force and impedance control in robot manipulators", In *Robotics and Automation, 1988. Proceedings., 1988 IEEE International Conference on. IEEE*, pp. 1626-1632 (1998)
- (14) Polinder, H., Damen, M. E., and Gardner, F: "Linear PM generator system for wave energy conversion in the AWS", *Energy Conversion, IEEE Transactions*, Vol.19, No.3, pp.583-589 (2004)
- (15) "Project Overview – Wec-Sim documentation" is available on <http://wec-sim.github.io/WEC-Sim/>