

波力発電用リニア発電機の制御に関する検討

Control of Linear Generator for Wave Power Generation

紙屋大輝†・後藤博樹・一ノ倉理

東北大学大学院工学研究科, 仙台市青葉区巻字青葉 6-6-05 (〒980-8579)

D. Kamiya †, H. Goto , and O. Ichinokura

Graduate School of Engineering, Tohoku University, 6-6-05 Aoba Aramaki Aoba-ku, Sendai 980-8579, Japan

In recent years, with the growing concerns about renewable energy, wave power generation is gaining interest as a potential source of next-generation energy. However, wave power generation equipment has not yet been commercialized due to its need for high maintainability and its expensive cost compared to other power generation methods. Although wave power generation consists of several methods, here we focus on the point absorber-type wave power device using a linear generator. This method is advantageous in terms of high output and miniaturization compared to other methods because it can use the wave energy directly. Moreover, it is highly maintainable because using the linear generator means there is no need for a mechanical converter is unnecessary by using the linear generator. Nevertheless, there is a need for further high output density for practical use. This paper focuses on a control method for high power density and presents the results of an experimental comparisons of two control methods.

Key words: wave power generation, linear generator, point absorber, control systems, renewable energy

1. はじめに

近年, 化石燃料の枯渇や地球温暖化などの世界的な問題への対策として, 再生可能エネルギーへの注目が高まっている. 中でも波エネルギーは, 地球表面の 7 割が海でありエネルギー源が豊富であること, 再生可能エネルギーの中ではエネルギー密度が高いこと, また発電量の予測が比較的容易であること等が利点として挙げられ, 次世代エネルギーとして特に重要といえる.

しかし, 波力発電設備は海中に設置されることから, 台風や津波などの大規模災害にも耐える構造である必要があることや, 海底への係留が必要であることから, 他の発電方式に比べ設備が大型化し, 発電コストが高く, さらに保守が困難であることから, いまだ商用化には至っていない.

波力発電にはいくつかの方式があるが, 筆者らは永久磁石式リニア発電機を用いた可動物体型波力発電装置に着目した. 本方式の概要を Fig. 1 に示す. 本方式は永久磁石同期リニア発電機の可動子と浮体を直接接続することにより, 浮体の上下運動による界磁磁石と電機子巻線間の相対速度による速度起電力により発電を行う. 可動物体式では, 浮体の上下動から空気を介してファンを駆動する振動水柱式に比べ出力密度が高いため小型化・高出力化が可能である. また, リニア発電機を用いることで, 回転型の発電機と比べてギアや直線運動→回転運動の変換機なしに駆動することが可能であることから, 機械損失を減少でき, 保守性にも優れる. しかし, 波力発電を商用化するためにはさらなる高出力密度化によるコスト低減が求められる.

波力発電の高出力密度化には, とりわけ発電機制御の高度化が果たす役割が大きく, 様々な制御手法が提案されてきた. 中でも, 一時的に電力を消費して可動部を加速させ, 波と発電機の運動を共振させることで機械的な振動を大きくすることを狙った共振制御は, 発電機入力を最大化させられるという利点を持ち, 代表的な制御法として認知されている²⁾. しかし, 波力発電の研究開発に

は機械工学や流体工学が多用される一方, 電気工学的な考慮が不足しており, 共振制御においても発電機損失を考慮していないため, 電気出力は必ずしも最大にはならないことが報告されている.

近年, この共振制御の問題を解決するため, 電気工学におけるインピーダンスマッチングの発想に基づく Approximate complex-conjugate control (ACL 制御)が提案された³⁾. この制御法は, 共振制御では考慮していなかった発電機内部の銅損を考慮することで, 真に発電機の電気出力を最大化する. 先行研究では, 理論とコンピュータシミュレーションにより, ACL 制御の有用性が確認されたが, 実験による検証は全く行われていない.

本稿では, 実際に制御装置を試作して模擬実験を行い, 従来の共振制御と今回着目した ACL 制御の比較検討を行うことで, ACL 制御の有用性を実証したので報告する.

2. 浮体モデルと発電制御方式

本章では, 波力発電における基本式と前述した 2 つの制御手法の原理について述べる. 入力波周期が一定時の可動物体式波力発電装置における浮体の力学モデルを Fig. 2 に示す. 海水による流体効果はダンパやばねとして模擬され, その運動方程式は浮体の変位を x , バネ定数 K , ダンパ係数 B を用いて, (1)式のように記述できる.

$$(m + M) \frac{d^2x}{dt^2} = f_z - B \frac{dx}{dt} - Kx - f_e \quad (1)$$

ここで, M は浮体の質量であり, m は海水がまわりつくことによる付加質量である. また, f_z , f_e はそれぞれ波強制力, 発電機による推力 (通常は減速力) である.

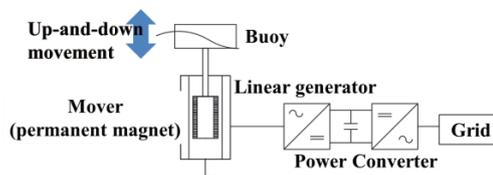


Fig. 1 General scheme of a direct-drive point absorber

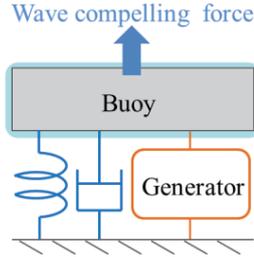


Fig. 2 Dynamic model of buoy

2.1 共振制御

従来検討されてきた共振制御の原理について述べる。上記の運動方程式を機械系等価回路に変換したものを Fig. 3 に示す。 v は可動部速度であり、(2)式により、表される。また、フェーザ法での記述により、 \dot{V} を速度、 \dot{X} を変位とすると(3)式のように表される。

$$v = \frac{dx}{dt} \quad (2)$$

$$\dot{V} = j\omega\dot{X} \quad (3)$$

平均発電機入力 P は、機械系等価回路の負荷で消費される電力と等価であり、(4)式のように記述できる。

$$P = \int_0^T f_e v dt \quad (4)$$

インピーダンスマッチング (最大電力伝達定理) により Fig. 3 において円で囲まれた部分と点線部のインピーダンスが複素共役となったとき、 P は最大となる。このとき \dot{F}_e は(5)式のように記述できる。ここで \dot{F}_e は f_e のフェーザ表記である。

$$\begin{aligned} \dot{F}_e &= B + j \left\{ \omega(M + m) - \frac{K}{\omega} \right\} V \\ &= \left[B - j \left\{ \omega(M + m) - \frac{K}{\omega} \right\} \right] \dot{V} \\ &= B\dot{V} + \{ \omega^2(M + m) - K \} \dot{X} \end{aligned} \quad (5)$$

ω は入力波の角周波数である。

また、表面磁石型リニア同期発電機を用いる場合、一般的には銅損を最小にするために、トルクに寄与しない d 軸電流を電流ベクトル制御により零とする $i_d = 0$ 制御が行われている⁴⁾。このときトルクに寄与する q 軸電流を i_q 、そのフェーザ表記を \dot{I}_q とすると、 \dot{I}_q は(6)式のように表される。

$$\begin{aligned} \dot{I}_q &= \frac{\dot{F}_e}{K_t} \\ &= \frac{B\dot{V} + \{ \omega^2(M + m) - K \} \dot{X}}{K_t} \end{aligned} \quad (6)$$

K_t は推力定数である。

(6)式に基づき、 \dot{I}_q を波周期 ω に応じて与えることにより、 P が最大化される。

2.2 ACL 制御

次に、今回着目した ACL 制御の原理について述べる。Fig. 4 に機械系等価回路および、表面磁石型リニア同期発電機を $i_d = 0$ 制御を用いた場合の等価回路を示す。ここで、 Z_1 は Fig. 3 の点線部で囲まれた機械インピーダンスである。また、 \dot{V}_q は q 軸電圧 v_q のフェーザ表記、 R は発電機の巻線抵抗、 L_q は q 軸インダクタンス、 Z_2 は発電機内部のインピーダンスである。Fig. 4 の 2 つの回路を合わせた等価電気回路を Fig. 5 に示す。ここで、平均発電機出力 P_e は (7) 式のように表される。

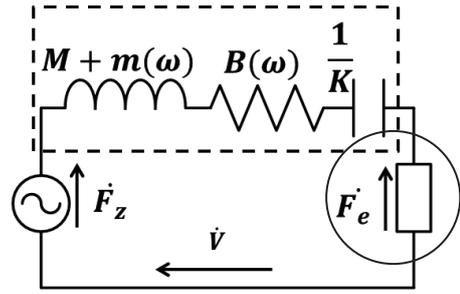


Fig. 3 Mechanical equivalent circuit

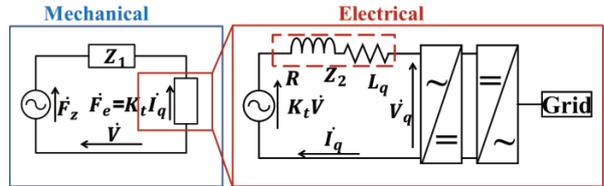


Fig. 4 Mechanical equivalent circuit and equivalent circuit of linear surface permanent magnet synchronous generator

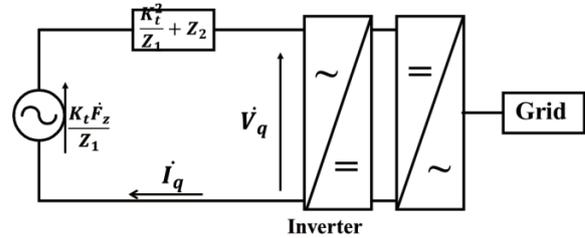


Fig. 5 Equivalent electrical circuit of wave power generation

$$P_e = \int_0^T v_q i_q dt \quad (7)$$

Fig. 5 より、等価回路のインピーダンスと端部とのインピーダンスがマッチングしたとき、 P_e は最大となる。このとき、端部のインピーダンス Z_q は(8)式のように記述でき、 q 軸電流は(9)式のように記述できる。

$$Z_q = \frac{K_t^2}{Z_1} + Z_2 \quad (8)$$

$$\dot{I}_q = \frac{1}{K_t} \left[\text{Re} \left\{ \frac{Z_1 K_t^2}{2R Z_1 + K_t^2} \right\} \dot{V} - \omega \text{Im} \left\{ \frac{Z_1 K_t^2}{2R Z_1 + K_t^2} \right\} \dot{X} \right] \quad (9)$$

(9)式に基づき、 \dot{I}_q を波周期に応じて変化させることで、巻線抵抗を考慮した電気出力の最大化が図られる。

2.3 発電機における制御方法

以上、入力波が単一周期時の 2 つの制御の実現方法をまとめる。

Fig. 6 に発電機におけるベクトル制御フローを示す。表面磁石型リニア同期発電機を用いるため $i_d = 0$ 制御を行い力率 1 運転とする。 B_g 、 K_g は、 q 軸電流指令値を求める際に、可動部速度 v 、可動部変位 x に乗算するパラメータであり、制御手法ごとに (6)式、(9)式に基づいて求められる。入力波周期を一定とするため、 B_g 、 K_g は時間軸上でも同一かつ一定である。

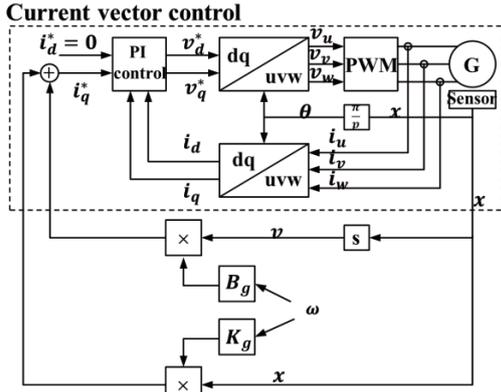


Fig. 6 Current vector control system

共振制御においては、(6)式より

$$B_g = \frac{B}{K_t} \quad (10)$$

$$K_g = \frac{\omega^2(M+m) - K}{K_t} \quad (11)$$

であり、ACL制御においては、

$$B_g = \text{Re} \left\{ \frac{\bar{Z}K_t}{2RZ + K_t^2} \right\} = \frac{B + \frac{2R}{K_t^2} \left[B^2 + \left\{ \omega(M+m) - \frac{K}{\omega} \right\}^2 \right]}{4 \left(\frac{R}{K_t^2} \right)^2 \left\{ \omega(M+m) - \frac{K}{\omega} \right\}^2 + \left(1 + \frac{2R}{K_t^2} B \right)^2} \quad (12)$$

$$K_g = -\omega \text{Im} \left\{ \frac{\bar{Z}K_t}{2RZ + K_t^2} \right\} = \frac{\omega \left\{ \omega(M+m) - \frac{K}{\omega} \right\}}{4 \left(\frac{R}{K_t^2} \right)^2 \left\{ \omega(M+m) - \frac{K}{\omega} \right\}^2 + \left(1 + \frac{2R}{K_t^2} B \right)^2} \quad (13)$$

となる。電流指令値が決定されたのち、PI制御により電圧指令値を決定し、指令値に基づき、PWM制御を行うことで、電圧を制御する。以上が、制御の一連の流れである。

3. 模擬実験による検証

本章では、2章で述べた2つの制御手法の比較検討を行った結果について述べる。波力発電模擬装置の外観図をFig. 7に示す。装置は同一の2つの産業用リニアサーボモータを機械的に接続して構成されており、可動部にはたわみ防止の支持構造がついている。このリニアサーボモータは着磁したスラストロッドをコアレスの電機子巻線で励磁する構造となっており、専用のサーボアンプにq軸電流指令値を与えることで四象限にわたる $i_d = 0$ 制御を実現することができる。

まず、1つのリニアサーボモータによって波力を模擬し、それによってスラストロッドが往復運動を行うことで、もう一つのリニアサーボモータが発電を行う。

実験装置の構成と信号および電力の流れをFig. 8に示す。試験対象であるリニア発電機および波力模擬側のリニアモータに加え、それぞれの推力を決定する制御装置、推力を制御するサーボアンプ、波力や発電制御パラメータを設定するためのPC、そして電力を供給するための直流電源により構成される。

最初に、波力模擬側ではスラストロッドの位置情報と波力パラメータに基づき、(1)式の運動方程式を実現するための推力指令値が決定される。推力指令値から電流指令値が求められ、それを受けたサーボアンプがモータの推力を制御することにより(1)の運動方程式を模擬する。その際のモータ制御ブロック図をFig. 9に示す。

一方、発電機側においては、(10)(11)式もしくは(12)(13)式に基づき、電流指令値が決定される。その後、波力模擬用のリニアモータと同様に、サーボアンプが電流を制御する。

通常、リニア発電機側では運動エネルギーの一部が電力として変換された結果、直流電源に電力を回生させる。この直流電源装置は回生電力を吸収する機能を持たないが、並列接続された模擬波力発生用リニアモータで使用される電流が必ず回生電力を上回るため、実際の直流電源へ電力が回生されることはない。

以上の装置を用い、2つの制御手法における変位、速度、発電機入力、発電機出力、各波周期の平均発電機出力を比較した。なお、波の設定条件として直径35cm高さ30cmの浮体にかかる波力を参考として $K=800 \text{ N/m}$ 、 $B=100 \text{ N/(m/s)}$ 、波強制力は $f=100 \text{ N}$ とした。なお、実験系の固有周期は約1.0秒である。機械入力 p 、発電機出力 p_e は次式をもとに計算した。 v_e は直流電源の端子電圧、 i_e は発電機側のサーボアンプから直流電源に流入する電流である。

$$p = f_e v \quad (14)$$

$$p_e = v_e i_e \quad (15)$$

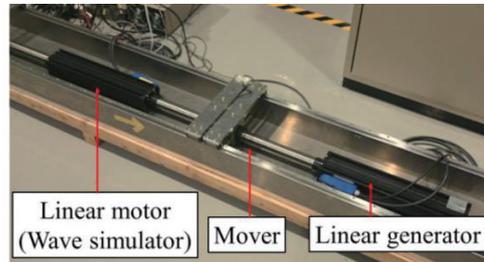


Fig. 7 Appearance of the experimental equipment

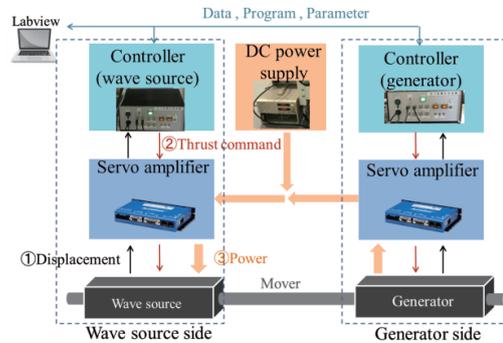


Fig. 8 Flow of electricity and signal in the experimental equipment

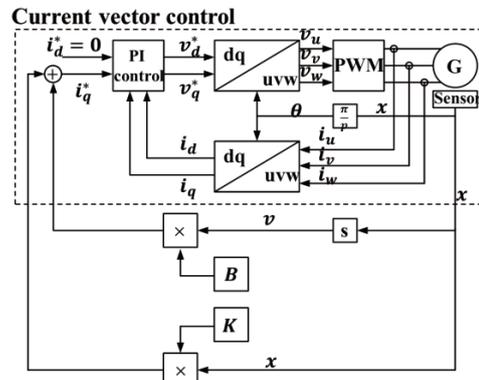


Fig. 9 Control system of linear motor as wave simulator

Fig. 10 に波周期 0.57 s 時の変位波形を示す。共振制御, ACL 制御それぞれにおいて, 変位の振幅は共振制御時が 0.087 m, ACL 制御時が 0.079 m と共振制御時のほうが大きい。これは, 共振制御時は機械共振状態となっており, 機械入力が増大しているのに対し, 銅損を考慮する ACL 制御時は機械共振を外れているからであると考えられる。

Fig. 11 に同じく波周期 0.57 s 時の発電機入力波形を示す。正の部分は, 発電機が可動部のエネルギーの一部を電力として変換している発電機動作, 負の部分は電力を消費して可動部を加速させているモータ動作である。平均機械入力は共振制御時が 13W, ACL 制御時が 11W と共振制御時のほうが大きい。これは, 共振制御時は可動部が機械共振状態となり振動が大きくなったためと考えられる。

Fig. 12 に同じく発電機出力の波形を示す。機械入力に比べ, 銅損の分だけ減少していることがわかる。平均発電機出力は共振制御時が 1.6 W, ACL 制御時が 4.6 W と ACL 制御時のほうが大きくなっていることがわかる。これは, 共振制御時は入力波周期と可動子の固有周期が離れているために, 浮体と入力波を共振させるために必要な発電機推力が大きく, 銅損が過大となったためと考えられる。一方で, ACL 制御時は発電機入力は共振制御時より小さいものの, 銅損を抑えられたため, 出力は大きくなっていることが了承される。

Fig. 13 に波周期と平均発電機出力の関係, Fig.14 に波周期と効率の関係を示す。効率 η は次式より求めた。

$$\eta = \frac{p_e}{p} \quad (16)$$

図より, 共振制御時は損失が発電量とほぼ同等となり, 発電が行えない波周期があることがわかる。一方で, ACL 制御時はすべての周期で発電を行っており, またその発電量が共振制御時を上回っていることが了承される。以上のことから, ACL 制御により効果的に出力を向上できることが了承される。

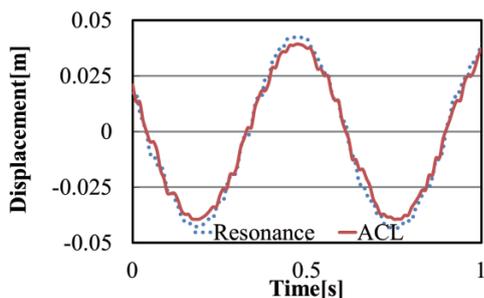


Fig. 10 Displacement waveforms

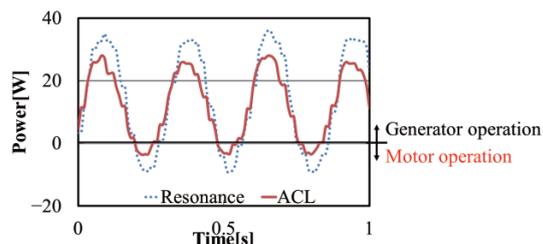


Fig. 11 Input power waveforms

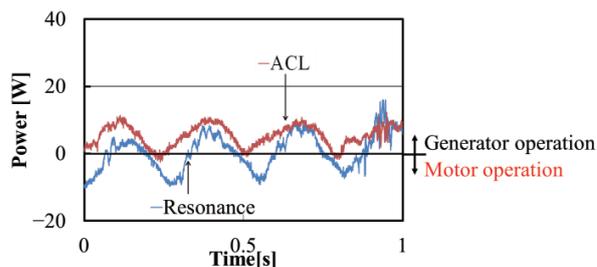


Fig. 12 Output power waveforms

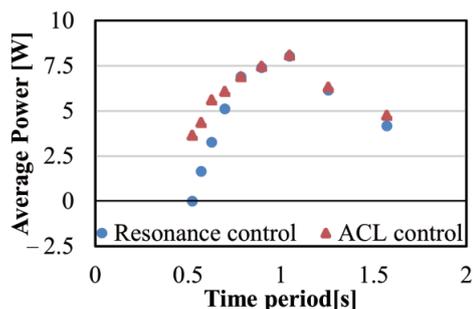


Fig. 13 Average output power depend on time period

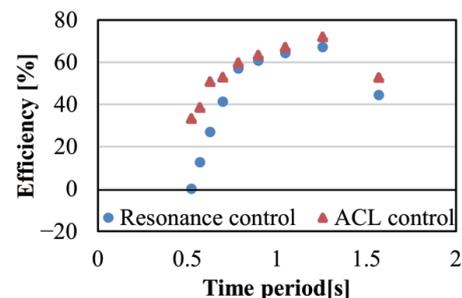


Fig. 14 Efficiency depend on time period

4. まとめ

本報告では, 模擬実験装置を用いて従来の共振制御と ACL 制御の比較検討を行った。結果, ACL 制御時は発電機入力については共振制御時よりも小さいものの, 銅損を共振制御時よりも抑えられたために, 発電機出力は上回ることを示した。この結果より, 先行研究によりなされたコンピュータシミュレーションによるものだけでなく, 実験によっても ACL 制御の有用性を示した。なお, 本成果は, 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) の委託業務の結果得られたものである。

References

- 1) International Energy Agency: *World Energy Outlook 2009*, p. 270 (2009)
- 2) T. Maemura, K. Nakano, S. Miyazima: *Mituzousengihou* (in Japanese), **210**, p. 29-34 (2013)
- 3) Villa Jaén, Antonio, Agustín García-Santana, and Dan El Montoya-Andrade: *International Transactions on Electrical Energy Systems*, **24**, p. 875-890 (2014)
- 4) S. Morimoto, M. Sanada: *Syounemotor no genri to sekkeihou* (in Japanese), p. 69, (Kagakuzyouhou Shuppan, Ibaraki, 2013)

2016年10月11日受理, 2016年11月17日再受理, 2016年12月14日採録