

スパイラルモータを用いた  
波力発電における周波数変動時の  
過渡発電特性改善に向けた  
仮想アドミタンスモデルの構築

”Design of Virtual Admittance Model for Improvement  
of Transient Power Characteristics  
in Wave Power Generation Using Helical Motor  
Under Wave Frequency Fluctuation”

三重大学大学院 博士前期課程 工学研究科

電気電子工学専攻 電機システム工学講座

学籍番号：422M220

氏名：紀平 稜介

令和五年度

# 目次

<b>第1章 序章</b>	<b>5</b>
1.1 研究背景	5
1.1.1 波力発電	5
1.1.2 発電システムに適するモータ及び制御選定	5
1.1.3 本論文の目的	6
1.2 本論文の構成	6
<b>第2章 スパイラルモータを用いた波力発電システム</b>	<b>8</b>
2.1 スパイラルモータの構造と数学モデル	8
2.1.1 構造と動作原理	8
2.1.2 磁気等価回路	11
2.1.3 インダクタンス行列の導出	13
2.1.4 電圧方程式	15
2.1.5 推力とトルク	16
2.1.6 運動方程式	17
2.1.7 ポイントアブソーバ式波力発電システムの運動モデル	17
2.2 スパイラルモータを用いた波力発電の電流・運動制御系	20
2.2.1 電流制御系	20
2.2.2 加速度制御系	20
2.2.3 ギャップ制御系	21
2.2.4 直動方向位置制御系	21
2.2.5 仮想アドミタンス制御	22
2.3 仮想アドミタンスパラメータの設計	22
2.3.1 回生効率最大化のためのアドミタンスパラメータ設計法	22
2.3.2 RFM(Resonance Frequency Matching) 制御	24
2.3.3 VD(Virtual Damping) 制御	24
2.3.4 発電シミュレーションを用いた回生効率を最大化する最適な制御選定	24
2.3.5 仮想アドミタンス制御の実装	26

<b>第 3 章</b>	<b>周波数変動時の過渡発電特性の改善</b>	<b>27</b>
3.1	周波数変動による切替制御の発電特性への影響 . . . . .	27
3.1.1	周波数変動時の発電特性の検証 . . . . .	27
3.1.2	追加アドミタンスモデルによる過渡発電特性の改善 . . . . .	30
<b>第 4 章</b>	<b>過渡応答改善手法による発電特性の検証</b>	<b>32</b>
4.1	追加アドミタンスモデルによる切替直後のサージ電流抑制と過渡発電特性の改善	32
4.2	試作四号機を用いた発電特性比較と切替制御の検討 . . . . .	35
4.2.1	発電用アドミタンスパラメータの再計算 . . . . .	35
4.2.2	切替制御を含む試作二号機と試作四号機の発電特性比較 . . . . .	37
<b>第 5 章</b>	<b>結論</b>	<b>40</b>
5.1	まとめ . . . . .	40
5.2	今後の課題 . . . . .	41
	<b>参考文献</b>	<b>42</b>
	<b>発表文献</b>	<b>46</b>
	<b>付録 A 固いばね剛性を持つブイの安定性と発電特性の確認</b>	<b>47</b>
	<b>謝辞</b>	<b>54</b>

# 図目次

1.1	ポイントアブソーバ型波力発電システムの構成図 . . . . .	7
2.1	スパイラルモータの概形 . . . . .	9
2.2	SPM スパイラルモータの磁極配置図/極座標展開図 (ギャップ位置 $x_g = x_{g0}$ ) . . .	12
2.3	磁気等価回路 . . . . .	12
2.4	ポイントアブソーバ式波力発電システムの力学モデル . . . . .	18
2.5	スパイラルモータを考慮したポイントアブソーバシステムモデル . . . . .	19
2.6	スパイラルモータの電流・運動制御系. . . . .	20
2.7	最適制御選定結果 . . . . .	25
3.1	周波数変動遷移図 . . . . .	28
3.2	制御切替シミュレーション結果の各波形 . . . . .	29
3.3	追加モデルを含む仮想アドミタンスモデル . . . . .	30
3.4	追加モデルのボード線図 . . . . .	31
3.5	追加モデルによる理論効率 . . . . .	31
4.1	理想インバータ回路 . . . . .	33
4.2	理想インバータ下での周波数変遷移図 . . . . .	33
4.3	追加モデルを含む発電システムの各応答波形 . . . . .	34
4.4	二号機・四号機の最適仮想ダンパ係数 . . . . .	36
4.5	四号機の理論回生効率 (二号機比較) . . . . .	36
4.6	二号機・四号機での発電システムの各応答比較 . . . . .	39
A.1	波力入力 $f_w$ からモータ位置 $x$ へのボード線図 . . . . .	48
A.2	固い剛性のブイを用いた場合の極配置 . . . . .	49
A.3	固い剛性のブイを用いた場合の各応答 (二号機) . . . . .	51
A.4	固い剛性のブイを用いた場合の各応答 (四号機) . . . . .	52
A.5	波力入力 $f_w$ から各波形 $\dot{x}, f_{ex}, i_q, v_q$ へのボード線図 . . . . .	53



## 表 目 次

2.1	スパイラルモータの機械/電気パラメータ (試作二号機および試作四号機) . . . . .	10
2.2	ポイントアブソーバ式波力発電システムの機械パラメータ . . . . .	18
2.3	試作二号機の制御パラメータ . . . . .	23
2.4	仮想アドミタンスパラメータ ( $\text{RFM}_{\text{opt}}\text{--VD}_{\text{opt}}$ 単位省略) . . . . .	25
3.1	試作二号機の制御パラメータ . . . . .	28
3.2	周波数変動時の発電特性 . . . . .	28
3.3	追加アドミタンスモデルの各パラメータ . . . . .	31
4.1	追加モデルを含む発電システムの発電特性 . . . . .	33
4.2	試作四号機の制御パラメータ . . . . .	36
4.3	試作四号機用の発電用アドミタンスパラメータ ( $\text{RFM}_{\text{opt}}\text{--VD}_{\text{opt}}$ 単位省略) . . .	37
4.4	二号機・四号機での発電特性比較 . . . . .	38
A.1	剛性の大きいブイのパラメータ . . . . .	48
A.2	固い剛性のブイを用いた場合の発電特性 . . . . .	50

# 第1章 序章

## 1.1 研究背景

### 1.1.1 波力発電

近年地球温暖化防止のために、世界中で脱炭素社会化の動きから再生可能エネルギー市場は拡大し続けている。国内では特に、2011年の東日本大震災による一時的な原子力発電所の停止を皮切りに、更に需要が高まっている。エネルギー源が世界中に広がる海に存在する「波力発電」は、他の主要な再生可能エネルギー源である太陽光や風力に対し比較的出力変動が小さく、15～20倍以上の発電ポテンシャルを持つなど次世代のエネルギー源として注目されている [1]。波力エネルギーは全世界でエネルギーポテンシャルを 45,000TWh/年とする試算例 [2] があり、2022年の世界全体の電力消費量 23,177TWh/年を上回る [3]。また、NEDOによれば日本でも沖合 100km までの海域で 195GW の賦存量であると試算されており、これは 2010 年の大手電力会社 10 社の総発電容量 (約 207GW) に相当する [4]。

波力発電の発電方式はいくつかあるが、本論文では波力エネルギーを油圧増速機等の機械的な機構を介さず、装置を海上や海中に設置して可動物体 (ブイ等) を浮かべることで波の上下運動を直接発電機に伝達するポイントアブソーバ式を採用する (Fig.1.1)。構造簡素で部品点数が削減できるため、高出力化が期待できる [5][6]。

### 1.1.2 発電システムに適するモータ及び制御選定

文献 [5] ではリニアモータを用いた可動物体型波力発電が提案されている。ラックアンドピニオン等の直線-回転運動の変換器を介さないため、機械損失が減少し、構造も複雑化しないことから保守性に優れる。本論文では、アキシアルギャップ形永久磁石同期リニアモータの一種として「スパイラルモータ [7]」を発電機として採用する。本モータは固定子・可動子ともにらせん構造を有し、らせん形状に沿って固定子の三相巻線電流と可動子の永久磁石が界磁するため有効体積辺りのギャップ面積は小さく、小型かつ高出力なモータ駆動を実現する。また、固定子巻線によるローレンツ力と固定子鉄心・可動子永久磁石間の磁気吸引力を利用した常電動磁気浮上系であり、大きく機械摩擦の低減をさせる。以上の特徴から、試作二号機、試

作四号機 (解析値) はそれぞれ同格のリニアモータと比較して約 1.4 倍 ( $0.21\text{mN/mm}^3$ ), 約 16 倍 ( $2.16\text{mN/mm}^3$ ) の推力密度が得られる [8]. また, ポイントアブソーバ型波力発電において様々な制御手法が考案されており, 太陽光, 風力発電でよく用いられる瞬時電力を最大化する動作点追従を目的とした最大電力点追従 (MPPT: Maximum Power Point Tracking) 制御 [9][10], 浮体と発電機の等価回路からインピーダンス整合を図ることで電力最大化する制御入力を求める近似複素共役 (ACC: Approximate Conjugate-Complex) 制御 [5][11] 等がある. どちらも従来のリニアモータを用いた場合 60-70%ほどの回生を可能とするが, スパイラルモータにおいては前者はギャップ制御のための常時の電力消費, 後者はシステムの不安定化により適応が難しいことが確認されている [12]. 先行研究 [12] では, 上述の波力発電システムに任意の機械特性 (マス, バネ, ダンパ特性) をもたせる仮想アドミタンス制御を用いている. この機械特性は各制御則, モータ運動/電気モデルから算出した回生効率の最適凸化問題を解くことで出力電力を最大化するよう設計される. また, 効率計算時の対象をモータのみとすることで, 上述の磁気浮上による電力消費とシステム安定性を考慮した電力最大化を実現している.

### 1.1.3 本論文の目的

文献 [12] では, 設計した各機械係数を用いた複数のアドミタンス制御の最適制御選定により, ある波周波数を境に制御を切り替えることで回生効率の最大化を図った. 従来のインピーダンス制御のパラメータ切替と同様に, 切替の瞬間に制御器内部のパラメータを変えていた [13][14]. ゲインスケジューリングによって連続的に制御パラメータを切り替える手法等もある [15] が, いずれにしても次数の異なる制御器切替により急峻な速度指令値の変化が発生する. この切替は瞬間的に過大な操作量を生み, 場合によっては巻線抵抗の電流上限を超える電流サージと回生効率の大幅な低下を引き起こす. 本論文ではスパイラルモータを用いた波力発電システムにおけるアドミタンス制御と位置制御系に対し, 切替による急激な位置・速度指令値の変化を緩和する追加アドミタンスモデルの挿入を提案する. この追加モデルをフィルタとして設計することで, 定常発電特性を変えずに切替の影響を受ける過渡応答のみを改善する. よって, 本論文の目的は追加モデルによる電流サージ抑制および切替直後の過渡発電特性の改善を数値シミュレーション上の検証である. また, 試作 4 号機を用いた場合の周波数変動による切替条件, 発電特性についても確認する.

## 1.2 本論文の構成

本論文は 5 章から構成される. 第 1 章では本論文における背景, 目的を示す. 第 2 章では, スパイラルモータの概要, 本モータおよび波力発電システムの数式モデルを示す. 第 3 章では,

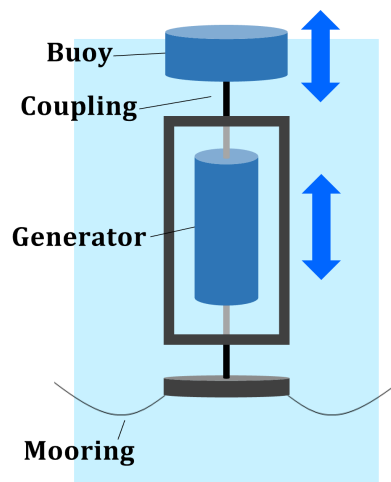


Fig. 1.1: ポイントアブソーバ型波力発電システムの構成図

本発電システムにおける周波数変動による発電特性への影響，過渡応答に対する提案アドミタンスモデルの数式モデルを示す．第4章では，数値シミュレーションを用いた提案手法による発電特性の評価を示す．最後，第5章において，本論文のまとめと今後の課題を示す．

## 第2章 スパイラルモータを用いた波力発電システム

本章では、本論文で利用する発電機であるスパイラルモータ、および波力発電用の制御システムの概要および数式モデルについて説明する。まずスパイラルモータの構造・動作原理、運動/電圧方程式の導出過程について述べる。次に、発電機および浮体をプラントモデルとした制御システムについて述べる。

### 2.1 スパイラルモータの構造と数学モデル

#### 2.1.1 構造と動作原理

スパイラルモータは固定子・可動子ともにらせん構造をした永久磁石同期リニアモータである。本モータは可動子にある永久磁石のらせん表面に貼った SPM(Surface-mounted Permanent Magnet) 型、内部スロットに埋めこまれた IPM(Interior Permanent Magnet) 型の二種類がある (Fig.2.1)。試作二号機は前者、試作四号機は後者に当たる。固定子のらせん面両面に沿ったスロットには二系統三相交流巻線が装着されており、可動子の永久磁石との間に電磁力、固定子鉄心と永久磁石の間に磁気吸引力が生じる。また、電磁力の制御によって固定子・可動子間の距離を一定に保つ常電動磁気浮上系であり、可動子はらせん面に沿って回転しながら直動方向に動作する。そのギャップ変位  $x_g$  を (2.1) に示す。

$$x_g = x - \frac{l_p}{2\pi}\theta \quad (2.1)$$

$x$  は直動方向位置、 $l_p$  はらせんピッチ長、 $\theta$  は可動子の機械角である。 $x_{g0}$  はギャップの無負荷時平衡点であり、理想的には無負荷時 ( $f_{ex} = 0$ ) にギャップ位置  $x_{g0} = x_g = 0$  となる。これは可動子は固定子の中央に位置することを意味が、実機ではらせん面の加工精度や永久磁石の特性のばらつき等により、 $x_{g0}$  は厳密に 0 にはならないことがある。本論文で扱うスパイラルモータ試作二号機、試作四号機の機械/電気パラメータを Table 2.1 に示す。ここで、文献 [16] より四号機において、ギャップ定数と推力定数は非線形要素である。それぞれの係数は一定以上の

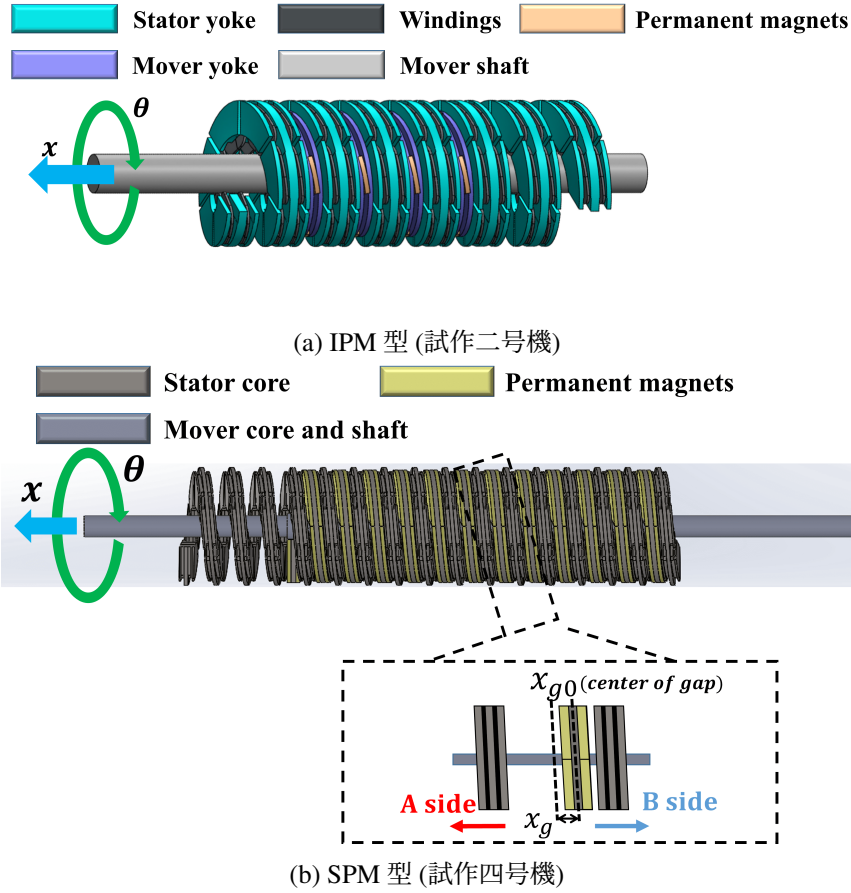


Fig. 2.1: スパイラルモータの概形

d 軸電流  $i_d$ , ギャップ位置  $x_g$  によって大きな非線形性を示す. 尚, 本論文で扱う  $i_d, x_g$  の範囲ではその限りではない為, 線形性を示す範囲で近似したパラメータを使用している. 試作二号機は定格推力 60N であり, 有効体積辺りの推力密度は  $0.205\text{mN/mm}^3$  である. 同程度の定格推力 (59N) をもつ日本パルスモータ株式会社のシャフトモータ S250T[17] は  $0.146\text{mN/mm}^3$  であり, 二号機はその 1.4 倍の推力密度をもつ. また, 四号機は上述の解析上で定格推力 568N であり, 同格の定格推力である同社の S500Q(585N)[18] は  $0.133\text{mN/mm}^3$  であり, 上述の解析上で約 16 倍 ( $2.16\text{mN/mm}^3$ ) の推力密度をもつ [8][16].

Table 2.1: スパイラルモータの機械/電気パラメータ (試作二号機および試作四号機).

Parameter	Symbol	Second	Fourth
Mass of the mover	$M[\text{kg}]$	0.7	0.7791
Inertia of the mover	$J[\text{kgm}^2]$	$2.2 \times 10^{-4}$	$1.5 \times 10^{-4}$
Number of the pole pairs	$p[-]$	2	2
Number of layer of the motor	$q[-]$	4	12
Lead length of the screw	$l_p[\text{mm}]$	22.0	12.0
Nominal gap length	$l_g[\text{mm}]$	1.0	0.65
Permanent magnet thickness	$l_m[\text{mm}]$	2.0	1.5
-	$h$	$\frac{l_p}{2\pi}$	$\frac{l_p}{2\pi}$
Number of turns of the windings	$n[-]$	50	15
Thrust constant	$K_f[\text{N/A}]$	10.85	44.69
Torque constant	$K_\tau[\text{Nm/A}]$	0.11	0.364
Magnetic attraction-force constant	$K_g[\text{N/mm}]$	120.60	579.98
Resistance of the windings	$R_s[\Omega]$	1.53	5.1
Calculated dq-axis inductance (when $x_g = 0 = x_{g0}$ )	$L_{dq0}[\text{mH}]$	0.49	0.756
Calculated flux interlinkage number of the mover permanent magnets (when $x_g = 0 = x_{g0}$ )	$\Phi_{f0}[\text{Wb}]$	0.027	0.0894

### 2.1.2 磁気等価回路

スパイラルモータの SPM 型磁気等価回路は先行研究において既に定式化がなされている [19]. 本論文では, IPM 型の磁気回路から可動子の磁気飽和を無視することで, SPM 型磁気回路として扱う. また, 運動/電圧方程式の導出を行う. 尚, IPM 型の磁気回路も定式化されている [20] が, 推力・トルク導出の計算が複雑化すること, 後述の数値シミュレーションで使用する線形近似モデルでは SPM, IPM 共に同じになることから本論文では省略する.

まず, Fig.2.2 に示す磁極配置図/極座標展開図より可動子-固定子間ギャップおよび永久磁石による磁気抵抗を考える. 磁石の透磁率は真空の透磁率と等しい ( $\mu_m \simeq \mu_0$ ) とすると, 図中のギャップ平衡点  $x_{g0}$  よりそれぞれ左側, 右側にあたる A 面, B 面におけるギャップ磁気抵抗  $R_{ga}, R_{gb}$ , および可動子永久磁石の磁気抵抗  $R_m$  を (2.2) 式, (2.4) 式に示す.

$$R_{ga} = \frac{l_g - x_g}{S\mu_0} \quad (2.2)$$

$$R_{gb} = \frac{l_g + x_g}{S\mu_0} \quad (2.3)$$

$$R_m = \frac{l_m}{S\mu_m} \simeq \frac{l_m}{S\mu_0} \quad (2.4)$$

但し,  $S(= \pi(r_2^2 - r_1^2))$  は  $360^\circ$  あたりのギャップ面積である. 固定子三相巻線の起磁力をそれぞれ  $ni_u, ni_v, ni_w$ , 永久磁石の起磁力を  $c_0 i_f$  として, A, B 各面の永久磁石およびギャップ部の磁気抵抗  $R_m, R_{ga}, R_{gb}$  と (2.2)–(2.4) 式より Fig.2.2 の磁気等価回路が導かれる. ここで  $i_f$  は永久磁石の等価磁化電流である.  $c_i$  は永久磁石と巻線の重なり角であり, 文献 [21] より  $\cos$  関数へ近似される.



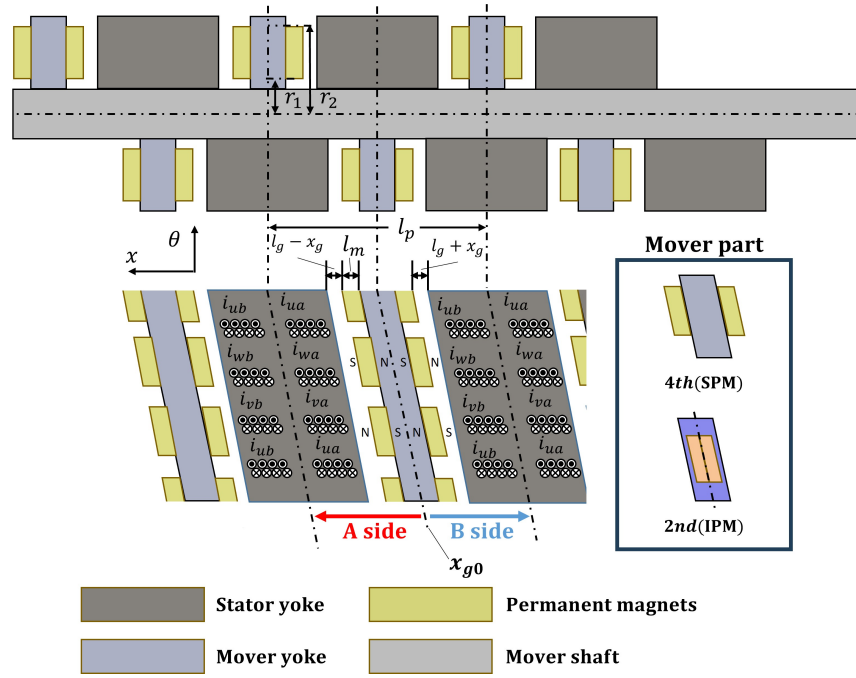


Fig. 2.2: SPM スパイラルモータの磁極配置図/極座標展開図 (ギャップ位置  $x_g = x_{g0}$ )

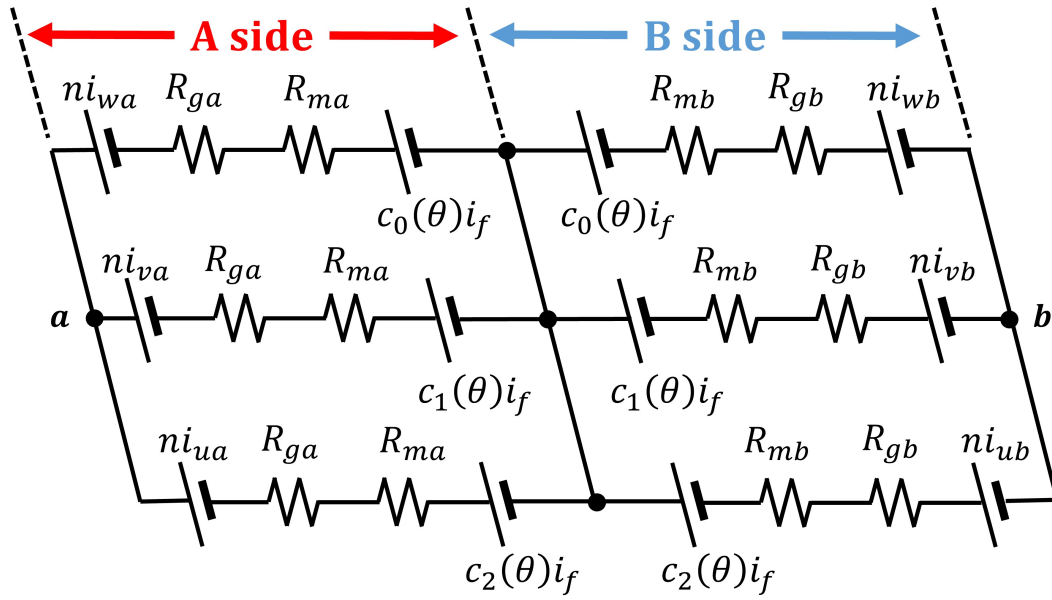


Fig. 2.3: 磁気等価回路

### 2.1.3 インダクタンス行列の導出

Fig.2.3 の磁気等価回路より，磁束，磁束鎖交数，インダクタンス行列の順に導出を行う．磁束は (1) 固定子巻線自身，(2) 永久磁石自身，(3) 永久磁石-固定子巻線間でそれぞれ働く．まず，固定子巻線の起磁力のみを考える．点 a において各相が等磁位になること，磁気回路における磁束の保存則より任意の点での磁束の流入出の和は 0 となることから (2.5) 式，(2.6) 式がそれぞれ成り立つ．尚，各相磁束は  $\phi_{niua}$ ， $\phi_{niva}$ ， $\phi_{niwa}$  である．また，各相の磁路の面積はギャップ面積  $S$  の  $1/3p$  倍になるので，磁気抵抗の和は  $3p$  倍されることに注意されたい．

$$ni_{ua} - 3pR_a\phi_{niua} = ni_{va} - 3pR_a\phi_{niva} = ni_{wa} - 3pR_a\phi_{niwa} \quad (2.5)$$

$$\phi_{ua} + \phi_{va} + \phi_{wa} = 0 \quad (2.6)$$

よって (2.7) 式，(2.6) 式より，固定子巻線の起磁力のみを考えた場合の磁束行列は (2.7) 式となる．

$$\begin{bmatrix} \phi_{niua} \\ \phi_{niva} \\ \phi_{niwa} \end{bmatrix} = \frac{nP_a}{9p} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ua} \\ i_{va} \\ i_{wa} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

ただし，パーミアンス  $P_a = \frac{1}{R_a + R_m}$  は磁気抵抗の逆数である．次に永久磁石による起磁力のみを考える．文献 [21] より永久磁石の  $B-H$  カーブから既に求められており，磁石角  $\alpha$ ，永久磁石の等価磁化電流  $i_f$  として永久磁石磁束  $\phi_m$  は (2.8) 式となる．

$$\phi_{ma} = \frac{\alpha}{2\pi} P_a I_f \quad (2.8)$$

続いて，永久磁石から固定子巻線への磁束を考える．磁石と巻線の重なり角  $c_i(\theta) = \cos(p\theta - \frac{2}{3}\pi i)$  を考慮すると，永久磁石から各相巻線への磁束  $\phi_{msua}$ ， $\phi_{msva}$ ， $\phi_{mswa}$  は (2.9) 式となる．ただし， $k' = \frac{4\sqrt{3}}{\pi} \sin(\frac{p\alpha}{2})$ ， $k = \frac{6\sqrt{3}}{\pi^2} \sin(\frac{p\alpha}{2})$  である．

$$\begin{bmatrix} \phi_{msua} \\ \phi_{msvA} \\ \phi_{mswA} \end{bmatrix} = \frac{k'nP_A}{2\pi} \begin{bmatrix} c_0(\theta) \\ c_1(\theta) \\ c_2(\theta) \end{bmatrix} I_f = \frac{knP_A}{3p} \begin{bmatrix} c_0(\theta) \\ c_1(\theta) \\ c_2(\theta) \end{bmatrix} I_f \quad (2.9)$$

尚，この磁束はインダクタンス行列の相互インダクタンス項に寄与する磁束のため，固定子巻線から永久磁石への磁束  $\phi_{smua}$ ， $\phi_{smva}$ ， $\phi_{smwa}$  も (2.9) 式と等しくなる．

以上の (2.7)–(2.9) 式より，磁束に巻線  $n$  を掛けることで各相磁束鎖交数  $\Phi_u$ ， $\Phi_v$ ， $\Phi_z$  は (2.10)

となる.

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \Phi_{ua} \\ \Phi_{va} \\ \Phi_{wa} \\ \Phi_{ma} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} n(\phi_{niua} + \phi_{msua}) \\ n(\phi_{niva} + \phi_{msva}) \\ n(\phi_{niwa} + \phi_{mswa}) \\ n(\phi_{ma} + \phi_{msua} + \phi_{wmva} + \phi_{wmva}) \end{bmatrix} \\
 &= \frac{2}{9p} P_a \begin{bmatrix} n^2 & \frac{-n^2}{2} & \frac{-n^2}{2} & \frac{3kn}{2} \cos(p\theta) \\ \frac{-n^2}{2} & n^2 & \frac{-n^2}{2} & \frac{3kn}{2} \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{-n^2}{2} & \frac{-n^2}{2} & n^2 & \frac{3kn}{2} \cos\left(p\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{3kn}{2} \cos(p\theta) & \frac{3kn}{2} \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{3k}{2} \cos\left(p\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{9p\alpha}{4\pi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ua} \\ i_{va} \\ i_{wa} \\ i_{ma} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{2.10}$$

よって, 磁束鎖交数=電流×インダクタンスの関係より A 面のインダクタンス行列  $\mathbf{L}_A$  は (2.11)

式となる. ただし, パーミアンス  $P'_a = \frac{2}{9p} P_a = \frac{2S\mu_0}{9p(l-x_g)}$  と置いている.

$$\mathbf{L}_A = P'_a \begin{bmatrix} n^2 & \frac{-n^2}{2} & \frac{-n^2}{2} & \frac{3kn}{2} \cos(p\theta) \\ \frac{-n^2}{2} & n^2 & \frac{-n^2}{2} & \frac{3kn}{2} \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{-n^2}{2} & \frac{-n^2}{2} & n^2 & \frac{3kn}{2} \cos\left(p\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{3kn}{2} \cos(p\theta) & \frac{3kn}{2} \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{3k}{2} \cos\left(p\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \left(\frac{3k}{2}\right)^2 \end{bmatrix} \tag{2.11}$$

ここで, (2.11) 式より永久磁石-固定子巻線間の磁束には共通の係数  $\frac{3kn}{2}$  がある. 固定子巻数  $n$  より,  $\frac{3kn}{2}$  は両巻数の積と見なせるため, 可動子永久磁石の等価巻数は  $\frac{3k}{2}$  となる. したがって, 自己インダクタンスが巻数の 2 乗とパーミアンスの積となることから永久磁石の自己インダクタンスが求められている. 同様にして B 面についてもインダクタンス行列  $\mathbf{L}_B$  を求めると, (2.12) 式となる. 但し,  $P'_b = \frac{2}{9p} P_b = \frac{2S\mu_0}{9p(l+x_g)}$ ,  $P_b = \frac{1}{R_{gb}+R_m}$  である.

$$\mathbf{L}_B = P_b \begin{bmatrix} n^2 & \frac{-n^2}{2} & \frac{-n^2}{2} & \frac{3kn}{2} \cos(p\theta) \\ \frac{-n^2}{2} & n^2 & \frac{-n^2}{2} & \frac{3kn}{2} \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{-n^2}{2} & \frac{-n^2}{2} & n^2 & \frac{3kn}{2} \cos\left(p\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{3kn}{2} \cos(p\theta) & \frac{3kn}{2} \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{3k}{2} \cos\left(p\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \left(\frac{3k}{2}\right)^2 \end{bmatrix} \tag{2.12}$$

### 2.1.4 電圧方程式

三相電圧  $\mathbf{V}_{uvw} = [v_{ua}, v_{va}, v_{wa}]^T$ , 電流ベクトルを  $\mathbf{I}_{uvw} = [i_{uA}, i_{vA}, i_{wA}]^T$ , 抵抗行列  $\mathbf{R} = \text{diag}(R_s, R_s, R_s, R_f)$  とすると A 面の三相電圧方程式は以下の (2.13) 式となる. 但し,  $R_f$  は可動子永久磁石の等価抵抗である [19].

$$\mathbf{V}_{uvw} = \mathbf{R}\mathbf{I}_{uvw} + L_A \frac{d\mathbf{I}_{uvw}}{dt} + \dot{\theta} \frac{\partial \mathbf{L}_A}{\partial \theta} + \dot{x} \frac{\partial \mathbf{L}_A}{\partial x} \quad (2.13)$$

前節で求めたインダクタンス行列  $L_A$  と以下の (2.14) 式に示す dq 座標変換行列  $\mathbf{C}$  より, dq 軸電圧方程式が導出される. A 面 dq 軸電圧を  $v_{da}$ ,  $v_{qa}$ , A 面 dq 軸電流を  $i_{da}$ ,  $i_{qa}$  とすると, A 面の dq 軸電圧方程式は (2.15) 式となる.

$$\mathbf{C} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(p\theta) & \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(p\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(p\theta) & -\sin\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(p\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

$$\begin{bmatrix} v_{da} \\ v_{qa} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_{da} \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & R_s + L_{qa} \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{da} \\ i_{qa} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{L_{da}}{l-x_g} \dot{x}_g & -pL_{qa}\dot{\theta} \\ pL_{da}\dot{\theta} & \frac{L_{da}}{l-x_g} \dot{x}_g \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{da} \\ i_{qa} \end{bmatrix} + \psi_f \begin{bmatrix} \frac{1}{l-x_g} \dot{x}_g \\ p\dot{\theta} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

但し,  $l = l_m + l_g$  とし,  $L_{da}, L_{qa} = \frac{Sn^2\mu_0}{3p(l-x_g)} = \frac{2}{3}n^2P_a$ ,  $\psi_{fa} = \frac{Skn\mu_0 I_f}{\sqrt{6}p(l-x_g)} = \sqrt{\frac{3}{2}}\frac{3}{2}kP_a$  である.

同様にして B 面の dq 軸電圧方程式は, B 面 dq 軸電圧  $v_{db}$ ,  $v_{qb}$ , B 面 dq 軸電流  $i_{db}$ ,  $i_{qb}$  として, (2.16) 式となる.

$$\begin{bmatrix} v_{db} \\ v_{qb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + L_{db} \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & R + L_{qb} \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{db} \\ i_{qb} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{L_{db}}{l+x_g} \dot{x}_g & -pL_{qb}\dot{\theta} \\ pL_{db}\dot{\theta} & -\frac{L_{qb}}{l+x_g} \dot{x}_g \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{db} \\ i_{qb} \end{bmatrix} + \psi_{fb} \begin{bmatrix} -\frac{1}{l+x_g} \dot{x}_g \\ p\dot{\theta} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

但し,  $L_{db}, L_{qb} = \frac{Sn^2\mu_0}{3p(l+x_g)} = \frac{2}{3}n^2P_b$ ,  $\psi_{fb} = \frac{Skn\mu_0 I_f}{\sqrt{6}p(l+x_g)} = \sqrt{\frac{3}{2}}\frac{3}{2}kP_b$  である.

### 2.1.5 推力とトルク

推力  $f$  とトルク  $\tau$  は、磁気随伴エネルギー  $W'_m$  をそれぞれモータ位置  $x$ , モータ角度  $\theta$  で偏微分することで求められる。磁気随伴エネルギーを (2.17) 式に、推力を (2.18) 式に、トルクを (2.19) 式に示す。

$$W'_m = \frac{pq}{2} \left( \mathbf{I}_{dqA}^T \mathbf{C} \mathbf{L}_A \mathbf{C}^T \mathbf{I}_{dqA} + \mathbf{I}_{dqB}^T \mathbf{C} \mathbf{L}_B \mathbf{C}^T \mathbf{I}_{dqB} \right) \quad (2.17)$$

$$f = \frac{\partial W'_m}{\partial x_g} = \frac{1}{l - x_g} \left( \psi_{fA} i_{dA} + \frac{L_{dA} i_{dA}^2 + L_{qA} i_{qA}^2 + L_{fA} I_f^2}{2} \right) - \frac{1}{l + x_g} \left( \psi_{fB} i_{dB} + \frac{L_{dB} i_{dB}^2 + L_{qB} i_{qB}^2 + L_{fB} I_f^2}{2} \right) \quad (2.18)$$

$$\begin{aligned} \tau &= \frac{\partial W'_m}{\partial \theta} = p \left( \psi_{fA} i_{qA} + (L_{dA} - L_{qA}) i_{dA} i_{qA} \right) + p \left( \psi_{fB} i_{qB} + (L_{dB} - L_{qB}) i_{dB} i_{qB} \right) - hf \\ &= p \left( \psi_{fA} i_{qA} \right) + p \left( \psi_{fB} i_{qB} \right) - hf \end{aligned} \quad (2.19)$$

但し、可動子永久磁石の自己インダクタンス  $L_{fA} = \frac{Sk^2\mu_0}{2p(l-x_g)}$ ,  $L_{fB} = \frac{Sk^2\mu_0}{2p(l+x_g)}$  である。また、SPM 型磁気等価回路を扱うとき d 軸, q 軸のインダクタンスは等しくなることを利用して導出している。

### 2.1.6 運動方程式

スパイラルモータは、可動子が固定子のらせん面に沿って回転しながら直動方向に運動するため、直動方向と回転方向の運動方程式をもつ。前節で求めた推力とトルクを用いてそれぞれの運動方程式は (2.20)–(2.21) 式となる。

$$M\ddot{x} + D_x\dot{x}_g = f \quad (2.20)$$

$$J\ddot{\theta} + D_\theta\dot{\theta} = \tau - \frac{l_p}{2\pi}f \quad (2.21)$$

ここで、 $x$ 、 $\theta$  各方向の粘性摩擦係数を  $D_x$ 、 $D_\theta$  としている。さらに、文献 [19][12] において、制御器設計の際に線形近似モデルが利用されている。(2.20)–(2.21) 式の粘性摩擦項を無視した上で、 $x_g = 0$  周りでテイラー展開し、1 次係数のみを取り出すことで (2.22)–(2.24) 式のように導出される。

$$M\ddot{x} = K_f i_d + K_g (x_g - x_{g0}) - f_{ex} \quad (2.22)$$

$$J\ddot{\theta} = K_\tau i_q - h (K_f i_d + K_g (x_g - x_{g0})) \quad (2.23)$$

$$x_g = x - h\theta \quad (2.24)$$

但し、推力定数  $K_f = \frac{2L_f \phi_f^2}{l} l^2$ 、磁気吸引力定数  $K_g = \frac{2\psi_f \phi_f}{l}$ 、トルク定数  $K_\tau = 2p\phi_f$  であり、 $f_{ex}$  は可動子に印加される外力である。また、各 dq 軸電流は  $i_{dA} = -i_{dB} = i_d$ 、 $i_{qA} = i_{dB} = i_q$  として電流制御されている。なお、無負荷平衡点  $x_{g0}$  は理想的にはゼロであり、線形近似モデルでは  $x_{g0}$  はゼロとする。

### 2.1.7 ポイントアブソーバ式波力発電システムの運動モデル

ポイントアブソーバ式波力発電システムの数学モデルは既に多くの文献で示されており [6][5][22]、Fig. 2.4[12] に示すポイントアブソーバ式可動物体型波力発電システムにおけるブイの運動方程式は (2.25) 式となる。なお、今回は発電システムの構造によりブイに加わる水平方向の力は垂直方向に比べて十分に小さいものとし、ブイとモータに対し垂直方向のみの力が加わるものとする。

$$M_B\ddot{x}_b = f_w - B\dot{x}_b - Kx_b - b_L(\dot{x}_b - \dot{x}) - k_L(x_b - x) \quad (2.25)$$

ブイと発電機からなる二慣性系は、海水による流体効果をバネ-ダンパ系として表すことができる。また、ブイと発電機の結合部もバネ-ダンパ系として扱う。ここで、 $f_w$  はブイに加わる浮

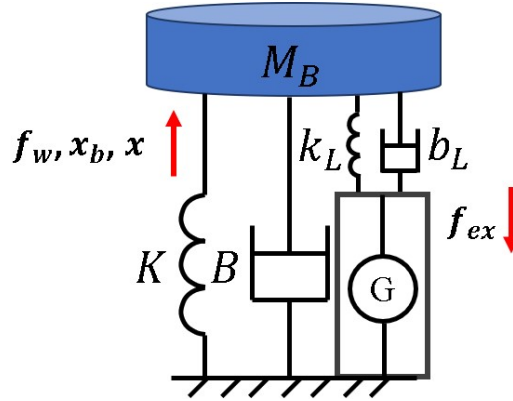


Fig. 2.4: ポイントアブソーバ式波力発電システムの力学モデル

Table 2.2: ポイントアブソーバ式波力発電システムの機械パラメータ

Parameter	Symbol	Value
Mass of the buoy	$M_B$	81.1kg
Height of the buoy	$h_B$	0.3m
Radius of the buoy	$r_B$	0.175m
Seawater equivalent damper coefficient	$B_B$	100.0Ns/m
Seawater equivalent spring coefficient	$K_B$	800.0N/m
Intrinsic frequency of the buoy	$f_B$	0.5Hz
Wire equivalent damper coefficient	$b_L$	0.5Ns/m
Wire equivalent spring coefficient	$k_L$	500.0N/m

力,  $M_B$  はブイの質量,  $B_B$ ,  $K_B$  は流体効果を模擬する等価的なダンパ, バネ係数,  $x_b$  は浮体の変位,  $b_L$ ,  $k_L$  は結合部のダンパ/バネ係数を示す. なお, 等価ばね定数  $K_B$  は, ブイの断面積  $S_B$ , 重力加速度  $g$ , 海水密度  $\rho$  によって  $K_B = \rho g S_B$  と求められる. 後述の数値シミュレーションで使用したブイに関わるこれらの機械パラメータを Table 2.2 に示す. なお, シャフトは金属製のワイヤを想定した値となっており, 流体効果模擬用のバネ, ダンパ係数やブイのサイズは文献 [5] より円柱状のものを想定し, 直径 35cm, 高さ 30cm と決定した. 本論文では, 基礎的な発電特性の解析と評価を行うため, ブイに印加される波力  $f_w$  は一定振幅/周波数の正弦波状の波 (規則波) を想定しており, (2.26) 式に示す.

$$f_w = A \sin(\omega t) + A \quad (2.26)$$

ここで,  $A$  は振幅,  $\omega = 2\pi f$  ( $f$  は波力周波数) である. なお, 対象とする波力周波数帯域は 0.1–1.0Hz とする [23]. 本来であれば, ブイの質量は海水中で運動する際, 海水がまわりつくことによる付加質量を考える必要がある. また, この付加質量やダンパ係数  $B_B$  は波力周波

数に依存する非線形なパラメータである。これらはブイの形状や構造によって決定されるため、実機実験で対象とする海域条件から設計・同定する必要がある。よって本論文では固有周波数を 0.5Hz としたブイを仮定し、付加質量と流体効果模擬用等価ダンパ係数  $B_B$  は定数として扱う。なお、Table 2.2 において、付加質量とブイ単体の質量の和をブイ質量  $M_B$  とする。Fig. 2.4 のモデルを導入した場合、スパイラルモータの直動方向の運動方程式は、(2.22) 式より (2.27) 式となる。

$$M\ddot{x} = K_f i_d + K_g x_g - D_x \dot{x} - b_L (\dot{x} - \dot{x}_b) - k_L (x - x_b) \quad (2.27)$$

これは、(2.22) 式において、 $f_{ex} = b_L (\dot{x} - \dot{x}_b) + k_L (x - x_b)$  とおいたものに等しい。以上より、スパイラルモータを用いたポイントアブソーバ式波力発電システムは Fig. 2.5 のように表すことができる。

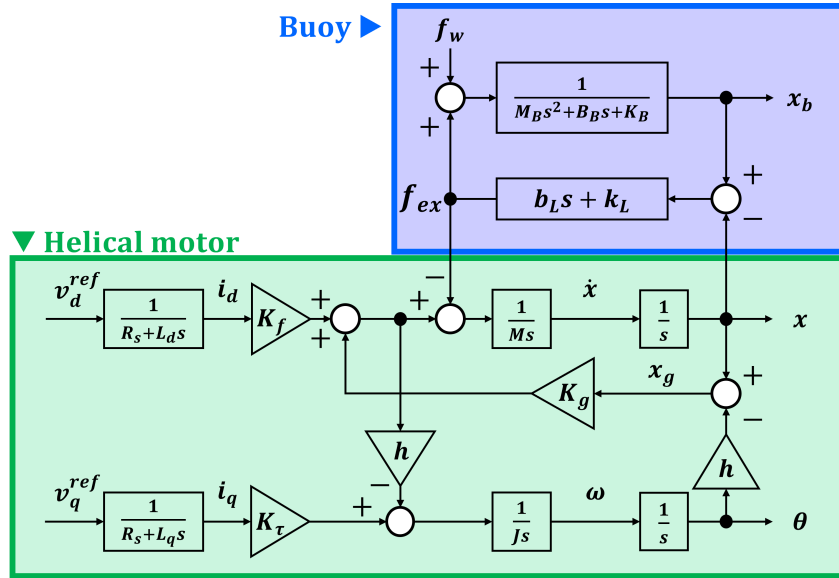


Fig. 2.5: スパイラルモータを考慮したポイントアブソーバシステムモデル



## 2.2 スパイラルモータを用いた波力発電の電流・運動制御系

本章では、スパイラルモータを用いた波力発電システムの制御システム構成について述べる。本制御系は、スパイラルモータの線形近似モデル (2.22)–(2.24) 式を制御対象とした加速度制御ベースである。スパイラルモータ制御系を含むシステム全体のブロック線図を Fig. 2.6 に示す。

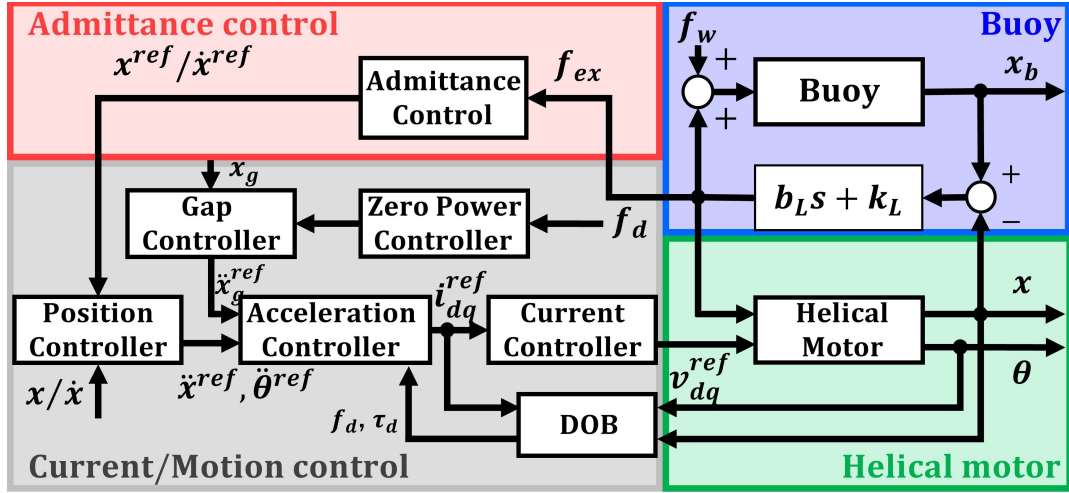


Fig. 2.6: スパイラルモータの電流・運動制御系。

### 2.2.1 電流制御系

電流制御器はPI制御器で構成され、dq軸電圧指令値は(2.28)式となる。なお、 $K_p$ 、 $K_i$ はそれぞれ比例、積分ゲイン、添字  $j$  は d 軸又は q 軸のゲインであることを表す。

$$v_j^{ref} = \left( K_{pj} + \frac{K_{ij}}{s} \right) (i_j^{ref} - i_j) \quad (2.28)$$

### 2.2.2 加速度制御系

加速度制御系では線形近似運動モデルより所望の加速度を実現するための電流指令値を生成する。(2.29)–(2.30) 式において各運動への外力  $f_{ex}$  を含む外乱は外乱オブザーバで推定されるものとし、dq軸電流指令値は以下のように求まる。

$$i_d^{ref} = 1/K_f (M\ddot{x}^{ref} - K_g x_g + f_d) \quad (2.29)$$

$$i_q^{ref} = 1/K_\tau (J\ddot{\theta}^{ref} + h(K_f i_d^{ref} + K_g x_g) + \tau_d) \quad (2.30)$$

ここで,  $f_d$ ,  $\tau_d$  は外乱オブザーバによる推定外乱推力, 推定外乱トルクである. これらは, (2.31)–(2.32) 式により一次 LPF を用いた外乱オブザーバにより算出される.

$$f_d = \frac{\omega_d}{s + \omega_d} (K_f i_d^{ref} + K_g x_g - s M \dot{x}) \quad (2.31)$$

$$\tau_d = \frac{\omega_{d\tau}}{s + \omega_{d\tau}} (K_\tau i_q^{ref} - h (K_f i_d^{ref} + K_g x_g) - s J \dot{\theta}) \quad (2.32)$$

### 2.2.3 ギャップ制御系

ギャップ制御系はスパイラルモータの可動子ギャップ変位  $x_g$  を制御するためのものである. ギャップ加速度指令値  $\ddot{x}_g^{ref}$  は PD 制御器を用いて計算を行う.

$$\ddot{x}_g^{ref} = K_{pg} (x_g^{cmd} - x_g) + K_{dg} (\dot{x}_g^{ref} - \dot{x}_g) \quad (2.33)$$

なお,  $K_{pg}$  は比例ゲイン,  $K_{dg}$  は微分ゲインを示す. スパイラルモータは省電力磁気浮上のために文献 [24] においてゼロパワー制御 [25] を用いており, 本論文では (2.34)–(2.35) 式に示す外力帰還型ゼロパワー制御を用いている. なお, ギャップ速度指令値はノイズなどの観点からゼロとしている.

$$x_g^{ref} = \frac{f_d}{K_g} \simeq \frac{\hat{f}_d}{K_g} \quad (2.34)$$

$$\dot{x}_g^{ref} = 0 \quad (2.35)$$

### 2.2.4 直動方向位置制御系

直動方向位置制御系では加速度指令値  $\ddot{x}^{ref}$  が, 位置/速度指令値  $x^{ref}$ ,  $\dot{x}^{ref}$  より PD 制御によって (2.36) 式のように計算される. なお,  $K_{pp}$ ,  $K_{dp}$  はそれぞれ P, D 制御ゲインである.

$$\ddot{x}^{ref} = K_{pp} (x^{ref} - x) + K_{dp} (\dot{x}^{ref} - \dot{x}) \quad (2.36)$$

### 2.2.5 仮想アドミタンス制御

本制御は入力をモータ外力  $f_{ex}$  として位置制御をベースに任意の機械特性 (マス, バネ, ダンパ) を実現するものである [26]. 出力として仮想位置  $x^{v1}$  を以下の (2.37) 式に従い生成する.

$$x^{v1} = -\frac{f_{ex}}{M_v s^2 + B_v s + K_v} \quad (2.37)$$

但し,  $M_v, B_v, K_v$  はそれぞれ仮想マス係数, 仮想ダンパ係数, 仮想バネ係数である. これらは任意に設計できるパラメータであり, 後述のシミュレーションでも先行研究 [12] の出力最大化手法によって設計されたパラメータを用いる.

## 2.3 仮想アドミタンスパラメータの設計

本節では先行研究 [12] の出力電力最大化手法, および回生効率を最大化する制御選定の手順を示す.

ポイントアブソーバ型波力発電に対する電力最大化制御は既に MPPT 制御, ACC 制御など様々な手法が提案されている [10][5][11]. 前者は瞬時電力が最大化する動作点を適応する手法である. 一方, スパイラルモータは一般的なりニアモータとは異なり, 磁気浮上制御による電力消費を考慮する必要がある. 後者はブイとモータの等価回路モデルからインピーダンス整合を図り, 最適な制御入力を算出する手法だが, システムの不安定化が報告されている [11][12]. 本論文で用いるアドミタンス制御は磁気浮上による電力消費を考慮するため, 各制御則およびモータ運動/電気モデルから回生効率を最大化する仮想アドミタンスパラメータを求める. また, システムの安定性確保のためモータモデルのみを対象とした仮想アドミタンス制御を設計する. 詳細な設計手順を以下の通りである. 理論計算を基に回生効率を最大化する仮想ダンパ係数の凸最適化計算を解くことで最適仮想ダンパ係数を求め, 順に仮想マス, 仮想バネ係数を設計する. これによって, 仮想アドミタンス制御の一種として RFM(Resonance Frequency Matching) 制御と VD(Virtual Damping) 制御を設計する. そして波力発電シミュレーションにおいて, RFM 制御と VD 制御をそれぞれパラメータ設計法によって 2 種類に分けることで, 計 4 種類の制御手法から波力周波数ごとに回生効率を最大化させる最適な制御を選定する.

### 2.3.1 回生効率最大化のためのアドミタンスパラメータ設計法

以下では, スパイラルモータの数学モデルと制御則から数式的に電力応答を求め, 凸最適化問題を解くことで回生効率を最大化する最適仮想ダンパ係数  $B_v$  を導出する. 本計算では数値計

Table 2.3: 試作二号機の制御パラメータ

Controller	Symbol	Value
Current	$\omega_c$	5400rad/s
Position	$\omega_p$	200rad/s
Gap	$\omega_g$	100rad/s
DOB	$\omega_d$	500rad/s

算ソフトとして Wolfram 社の Mathematica ver.11.2 を用いる．尚，ブイモータの二慣性系をプラントモデルとすると計算が非常に煩雑になるためモータ及び各制御則の数式モデルのみを扱う．また，(2.26) 式より入力波力が周波数/振幅一定の正弦波のためモータ外力にも周波数/振幅一定の正弦波が入力されると仮定する ( $f_{ex} = A_{ex} \sin(\omega_{ex} t)$ ,  $A_{ex}$ : 振幅,  $\omega_{ex}$ : 外力角周波数). 外乱は外力のみとし ( $f_d = f_{ex}$ ), 電流制御系の応答が十分高速のため理想電流制御であると仮定する ( $i_{dq}^{ref} = i_{dq}$ ). 尚, 各制御則における制御パラメータは Table 2.3 に示す値を使用する．

また, 電圧方程 (2.15)–(2.16) 式における右辺第 3 項の角速度起電力項と第一項の抵抗およびインダクタンスによる電圧降下の項のみを残し, ほかの逆起電力項は十分に小さいと見なせるので無視する．

以上の条件より, 各制御則および電圧/運動方程式の連立方程式を解くことで, モータ外力  $f_{ex}$ , モータ速度  $\dot{x}$ , dq 軸電圧  $v_d, v_q$ , dq 軸電流  $i_d, i_q$  の時間応答からモータへの機械入力  $W_m$ , 出力有効電力  $P$ , 回生効率  $\eta$  を以下の (2.38)–(2.40) 式から求める．

$$W_m = f_{ex} \dot{x} \quad (2.38)$$

$$P = v_{dA} i_{dA} + v_{qA} i_{qA} + v_{dB} i_{dB} + v_{qB} i_{qB} \quad (2.39)$$

$$\eta = \bar{P} / \bar{W}_m \quad (2.40)$$

但し,  $\bar{P}, \bar{W}_m$  はそれぞれモータへの機械入力, 出力有効電力の平均値である．回生効率  $\eta$  を 2.40 より求めると, 外力振幅  $A_{ex}$  は分母分子で打ち消されるため外力角周波数  $\omega_{ex}/\omega_x$  と仮想ダンパ係数  $B_v$  の関数となる．角周波数は外部環境によって一意に決定されるため,  $B_v$  のみ任意に設計可能なパラメータとなる．よって回生効率  $\eta$  を仮想ダンパ係数  $B_v$  で偏微分することで, 以下の (2.41) 式に示す回生効率を最大化する最適仮想ダンパ係数が求まる．

$$B_v^{opt} = \frac{\sqrt{f} \sqrt{\gamma_0 + \sum_{i=1}^{i=23} \gamma_i e^{-f} f^i}}{\sqrt{\delta_0 + \sum_{j=0}^{j=24} \delta_j e^{-f} f^j}} \quad (2.41)$$

なお,  $\gamma, \delta$  はモータの機械/電気/制御パラメータから求まる定数である．

### 2.3.2 RFM(Resonance Frequency Matching) 制御

本制御は、波エネルギーからより多くの機械入力を取り出す共振制御の一種である。発電システムに対して共振状態を作ると、システムの動作周波数を下げて印加波力の周波数と一致させる(共振させる)必要があり、システムが不安定化する[11]。よってモータのみを対象とし、求めた仮想ダンパ係数  $B_v$  を基に二次遅れ標準系にすることで(2.42)式のように設計する。

$$x(s) = x^{ref}(s) = -\frac{1}{K_v} \frac{\frac{K_v}{M_v}}{s^2 + \frac{B_v}{M_v}s + \frac{K_v}{M_v}} f_{ex}(s) \quad (2.42)$$

但し、本モータの共振周波数  $\omega_r$ 、減衰率  $\zeta$  はそれぞれ  $\omega_r = \sqrt{K_v/M_v}$ ,  $\zeta = \frac{B_v}{2\omega_r M_v}$  となる。また、仮想バネ定数  $K_v$  は(2.26)式に示す印加波力に対するブイ位置と、モータの可動域が同じになるよう設計され[12]、仮想マス  $M_v$  は共進周波数  $\omega_r$  により決まる。

### 2.3.3 VD(Virtual Damping) 制御

単に仮想ダンパ係数を適切に設定するだけでも電力回生は可能であるため、スパイラルモータに仮想ダンパ特性のみを持たせる本制御も導入する。以下の(2.43)式に示す。

$$x^{ref}(s) = -\frac{f_{ex}(s)}{B_v s} \quad (2.43)$$

### 2.3.4 発電シミュレーションを用いた回生効率を最大化する最適な制御選定

前節で求めた仮想アドミタンスパラメータを Table2.4 に示す。印字  $\bigcirc_{const}$ ,  $\bigcirc_{opt}$  はそれぞれブイの固有周波数(0.5Hz)での設計、印加波力の各周波数毎での設計をした値であることを示す。

Table 2.4: 仮想アドミタンスパラメータ (RFM<sub>opt</sub>-VD<sub>opt</sub> 単位省略)

Frequency[Hz]	RFM <sub>const</sub>			RFM <sub>opt</sub>			VD <sub>const</sub>	VD <sub>opt</sub>
	$M_v$ [kg]	$B_v$ [Ns/m]	$K_v$ [N/m]	$M_v$	$B_v$	$K_v$	$B_v$	$B_v$
0.1	10.13	58.43	100	253.30	11.78	100	58.43	11.78
0.2	10.13	58.43	100	63.33	23.53	100	58.43	23.53
0.3	10.13	58.43	100	28.14	35.24	100	58.43	35.24
0.4	10.13	58.43	100	15.83	46.88	100	58.43	46.88
0.5	10.13	58.43	100	10.13	58.43	100	58.43	58.43
0.6	10.13	58.43	100	7.04	69.87	100	58.43	69.87
0.7	10.13	58.43	100	5.17	81.18	100	58.43	81.18
0.8	10.13	58.43	100	3.96	92.34	100	58.43	92.34
0.9	10.13	58.43	100	3.13	103.34	100	58.43	103.34
1.0	10.13	58.43	100	2.53	114.15	100	58.43	114.15

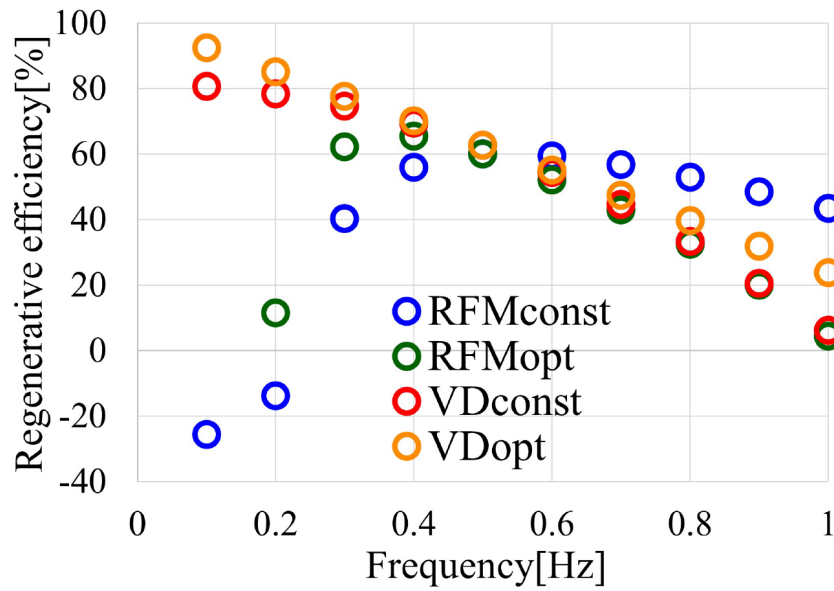


Fig. 2.7: 最適制御選定結果

以上より, RFM<sub>const</sub>, RFM<sub>opt</sub>, VD<sub>const</sub>, VD<sub>opt</sub> の計 4 種類の制御手法を Fig.2.7 に示す理論回生効率結果上で比較することで制御選定を行う. よって, 入力周波数 0.1Hz–0.5Hz が VD<sub>opt</sub>, 0.6Hz–1.0Hz が RFM<sub>const</sub> という選定結果となり, 数値解析上でも同様の結果が得られた.

### 2.3.5 仮想アドミタンス制御の実装

3 章, 4 章の数値シミュレーションでは, 仮想アドミタンス制御を離散時間系で記述する必要がある. 以下に数値シミュレーション内での指令値実装法を示す. (2.44) 式の双一次変換により, (2.37) 式を状態方程式記述した上で離散化することで, (2.45) 式に従い算出される.

$$s = \frac{2(1 - z^{-1})}{\Delta T(1 + z^{-1})} \quad (2.44)$$

但し,  $z$ : 離散時間演算子,  $\Delta T$ : サンプリング時間

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}x[t] &= \begin{bmatrix} -\frac{B_v}{M_v} & -\frac{K_v}{M_v} \\ 1 & 0 \end{bmatrix} x[t] + \begin{bmatrix} -\frac{1}{M_v} \\ 0 \end{bmatrix} u[t] \\ y[t] &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} x[t] \\ x[k+1] &= \frac{1}{A_1} \begin{bmatrix} M_v - \alpha(B_v + K_v\alpha) & -K_v\alpha \\ 2M_v\alpha & M_v + \alpha(B_v - K_v\alpha) \end{bmatrix} x[k] + \frac{1}{A_1} \begin{bmatrix} -2\alpha \\ -2\alpha^2 \end{bmatrix} u[k] \\ y[k] &= \frac{1}{A_1} \begin{bmatrix} M_v\alpha & M_v + B_v\alpha \end{bmatrix} x[k] - \frac{\alpha^2}{A_1} x[k] \end{aligned} \quad (2.45)$$

但し,  $x[t] = [\dot{x}^{ref}[t], x^{ref}[t]]^T$ ,  $x[k] = [\dot{x}^{ref}[k], x^{ref}[k]]^T$ ,  $u[t] = f_{ex}[t]$ ,  $u[k] = f_{ex}[k]$ ,  $\alpha = \Delta T/2$  であり,  $A_1 = M_v + \alpha(B_v + K_v\alpha)$  と置いた. 尚, この状態方程式は位置指令値を出力する式であり, 出力行列を  $[0 \ 1] \rightarrow [1 \ 0]$  とすることで速度指令値も算出できる.

ところで, (2.45) 式について制御切替の際は切替前の状態量を渡すことで初期値を渡している. 先行研究 [12] では (2.44) 式による離散時間伝達関数で指令値を算出していたが, 切替時の初期値を陽に考慮できておらず, プイーモータ間の位置平衡点に誤差が生じた. この誤差によってモータ位置にオフセットがかかり, 想定した回生動作点の不実現により効率が低下したことが確認されている. よって, 本論文ではオフセット誤差回避のため切替前後で位置が一致するように初期値渡しを行っている. したがって VD 制御の実装時には, 元の特性が変わらない範囲で仮想マスを非零の値を与え, 次数を揃えている事に注意されたい.

## 第3章 周波数変動時の過渡発電特性の改善

本章では、周波数変動による発電特性に対する改善手法を述べる。まず、波周波数が変動した際の発電特性への影響について数値シミュレーションを用いて検証する。次に、追加アドミタンスモデルの挿入による過渡発電特性の改善手法を示す。

### 3.1 周波数変動による切替制御の発電特性への影響

前章の出力最大化手法では、ある波周波数を境にアドミタンス制御器の切替制御を行うことで回生効率の最大化を図った [12]。一方、周波数が変わるとアドミタンス制御器内でパラメータ切替が生じ、切替直後の応答を悪化させる。本節では、切替制御による発電特性への影響を数値シミュレーション上で確認する。

#### 3.1.1 周波数変動時の発電特性の検証

現実の海域条件では、波は刻一刻と周波数および振幅が変動する。波力発電の多くの文献では、海域の実測データに基づいた波スペクトルモデルを用いている [27][28]。一方で前章の結果から、理想条件下では回生効率に振幅が依存しない。本論文では基本的な波周波数に対する発電特性への影響を考え、波周波数のみ変動させる。Fig.3.1 に本節における波周波数変動の遷移図を示す。尚、図中の case1–case3 はモータ機械入力、出力電力、dq 軸電流銅損および回生効率の計算区間であり、波周波数の一周期  $T$  分の平均値から算出する。case1, 2, 3 は定常状態、case1.1, 2.1 は切替直後の過渡状態での発電特性を示す。前節の Fig.2.7 より、本発電システムのアドミタンス制御器は波周波数がブイ固有周波数以下 (0.4Hz 以下) では  $VD_{opt}$  制御を、固有周波数以上 (0.6Hz 以上) では  $RFM_{const}$  制御を扱う。波周波数は切替の境界周波数付近の 0.6Hz と 0.4Hz の間で変動させており、それぞれ波力印加後の 20 秒後、30 秒後で二回の切替が発生する。また、実波の周波数変動は本来連続的に変化するものだが、周波数を検知する制御器自体が離散的に動作することから今回はステップ状に変動させる。ブイへの印加波力は (2.26) 式のような正弦入力波を想定し、振幅  $A_w$  を 50N とする ( $f_w = A_w \sin(2\pi ft)$ ,  $f$ : 波周波数)。波入力周波数帯は 0.1–1.0Hz である。スパイラルモータ二号機の電気/機械パラメータは Table 2.1 を、モータ制御則におけるカットオフ周波数は Table 3.1 を、アドミタンス制御のパラメータは Table



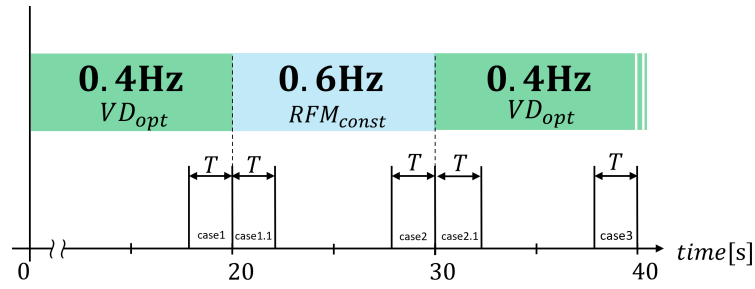


Fig. 3.1: 周波数変動遷移図

Table 3.1: 試作二号機の制御パラメータ

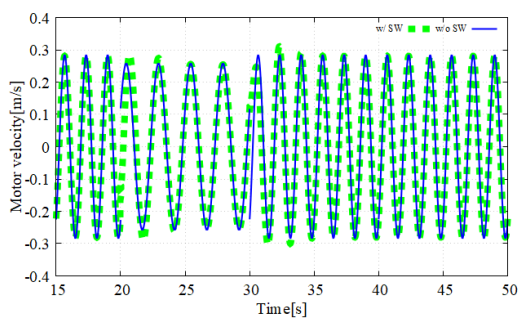
Parameter	Symbol	Value
Cutoff frequency of current controller	$\omega_c$	5400rad/s
Cutoff frequency of position controller	$\omega_p$	200rad/s
Cutoff frequency of gap controller	$\omega_g$	100rad/s
Cutoff frequency of DOB	$\omega_d$	500rad/s

Table 3.2: 周波数変動時の発電特性

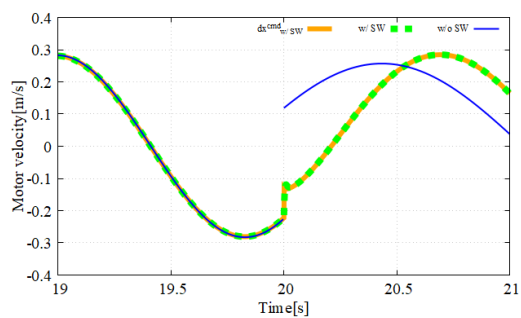
	case	$f$ [Hz]	control	Motor input[W]	Output power[W]	q-axis loss[W]	Efficiency[%]
-	case1	0.6	RFM	2.304	-1.370	0.932	59.48
w/o SW	-			1.520	-1.066	0.454	70.13
w/ SW	case1.1	0.4	VD	1.688	-0.154	1.661	9.121
w/ SW	case2			1.519	-1.065	0.453	70.15
w/o SW	-			2.304	-1.370	0.932	59.48
w/ SW	case2.1	0.6	RFM	2.568	-1.492	0.941	58.10
w/ SW	case3			2.303	-1.370	0.931	59.48

2.4を用いる。制御周期は $77\mu\text{s}$ であり、シミュレーション刻みは $1\mu\text{s}$ である。また、外乱は外力のみ( $f_d=f_{ex}$ )と仮定している。

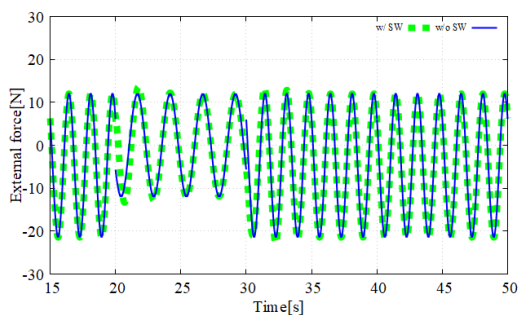
その数値シミュレーション結果として、モータ速度、dq軸電流、モータ外力、モータ機械入力、出力電力の波形をFig. 3.2に示す。また、Table 3.2に回生効率結果を示す。制御切替の瞬間(特に20秒)に速度指令値が跳ね上がり、操作量であるdq軸電流が大きくなっていることがわかる。試作二号機の巻線抵抗の電流上限は15Aであるため、それを上回るサージ電流が生じている。出力電力も同様であり、切替直後に消費の方向に発生している。Table 3.2より、切替直後のcase1.1ではサージ電流によってq軸電流損は増加し、回生効率は大幅に低下している。一方、case2.1の30秒付近では効率は大きくは減少していない。



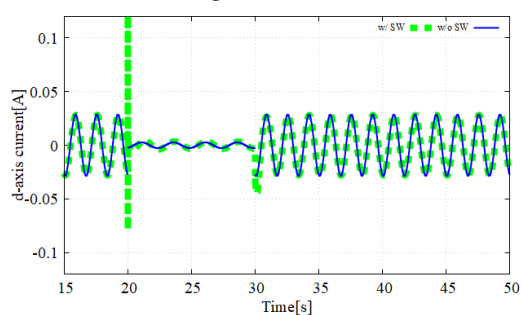
(a) モータ速度



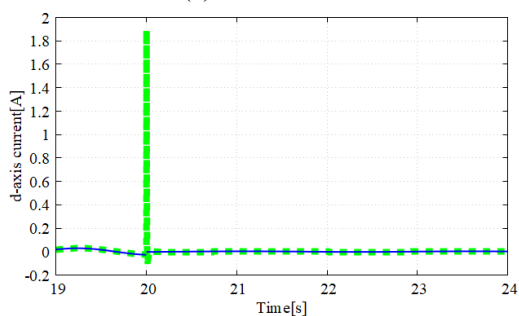
(b) モータ速度 Fig.3.1(a) の 20 秒付近拡大図



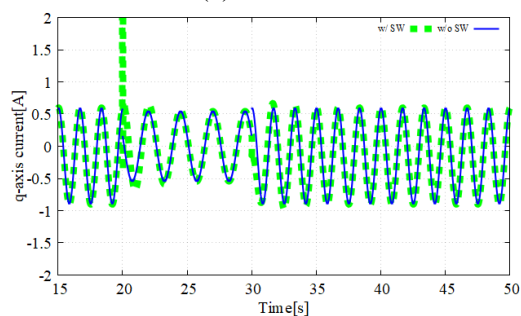
(c) モータ外力



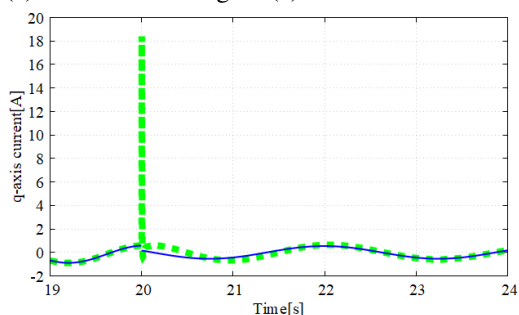
(d) d 軸電流



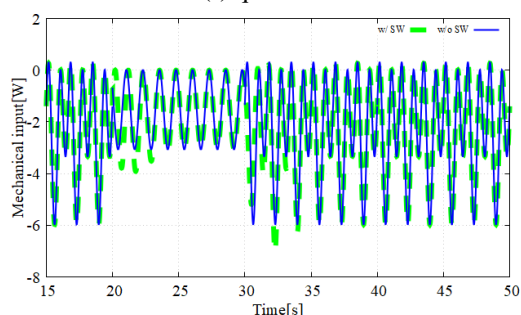
(e) d 軸電流波形 Fig.3.1(e) の 20 秒付近拡大図



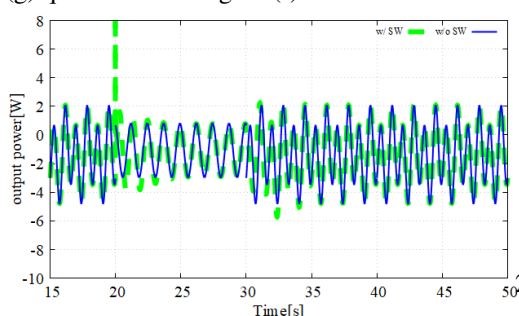
(f) q 軸電流



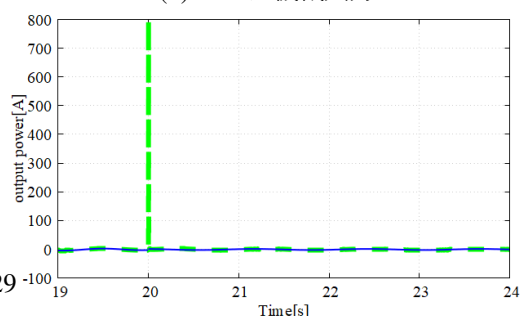
(g) q 軸電流波形 Fig.3.1(f) の 20 秒付近拡大図



(h) モータ機械入力



(i) 出力電力



(j) 20 秒付近の出力電力波形 Fig.3.2(i) 拡大図

Fig. 3.2: 制御切替シミュレーション結果の各波形

### 3.1.2 追加アドミタンスモデルによる過渡発電特性の改善

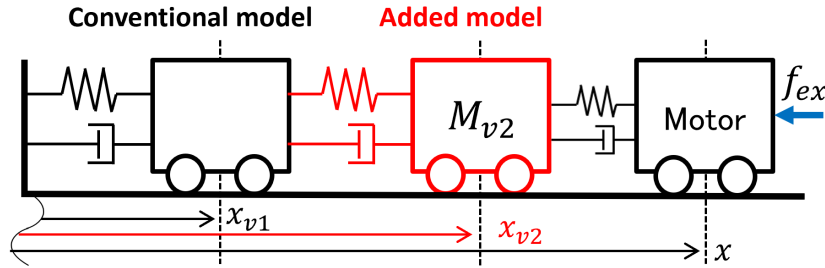


Fig. 3.3: 追加モデルを含む仮想アドミタンスモデル

制御器切替による過渡応答の悪化は、制御器間の積分計算に関する初期値問題の一種である。様々な切替手法が提案されているが [29][30][31]、一回の切替のみを想定しており、波周波数変動のように切替の境界前後での往来は考慮されていない。また、菊植らは位置制御系の PID 制御器に SMC(Sliding Mode Controller) を挿入しており、外乱や操作量飽和による急激な指令値変化の緩和と操作量抑制を図っている [32]。しかし、定常特性を決める PID 制御器より十分に遅い速応性をもつ SMC を設計する必要がある、切替からの復帰時間の速さと定常特性の維持との両立が難しい可能性がある [33]。またチャタリングによる発電特性への影響や制御システムの複雑化が考えられる。本論文では従来の仮想アドミタンス制御と位置制御の間に二次フィルタをもつ追加アドミタンスモデルの挿入を提案する。追加したモデルと従来モデルによる運動方程式を (3.1) 式に、2 つのモデルの関係を示す概略図を Fig.3.3 に示す。

$$M_{v2}\ddot{x}_{v2} = -B_{v2}(\dot{x}^{v2} - \dot{x}_{v1}) - K_{v2}(x^{v2} - x_{v1}) \quad (3.1)$$

但し、 $M_{v2}, B_{v2}, K_{v2}$  はそれぞれ追加したインピーダンスモデルにおける仮想マス係数、仮想ダンパ係数、仮想バネ係数であり、 $x_{v2}, \dot{x}_{v2}$ : 追加したモデルの仮想環境変位、仮想環境速度である。この追加モデルにバタワース特性を持たせる為に、(3.2) 式の右辺第二項  $\dot{x}_{v1} = 0$  とすることで二次遅れ系として設計できる。(3.2) 式で  $\dot{x}^{ref} = \dot{x}_{v2}, \ddot{x}^{ref} = \ddot{x}_{v2}(x_{ref}, \dot{x}_{ref}$ : 位置/速度指令値) とおくと、設計したモデルの伝達関数は (3.2) 式となる。また、このモデルのボード線図を Fig.3.4 に、仮想パラメータを Table 3.3 に示す。

$$\frac{x^{ref}}{x_{v1}} = \frac{K_{v2}}{M_{v2}s^2 + B_{v2}s + K_{v2}} \quad (3.2)$$

このモデルは高周波成分のみを遮断しつつ、波の動作周波数である 1.0Hz 以下の成分を通過させるようにバターワース特性として設計されている．加えて、Fig.3.5 にて追加モデルの有無による回生効率を比較している．なお、この理論効率については前章にてアドミタンスパラメー

Table 3.3: 追加アドミタンスモデルの各パラメータ.

Parameter	Symbol	Value
Mass of the added model	$M_{v2}$	0.01 kg
Damper coefficient of the added model	$B_{v2}$	2.6870 Ns/m
Spring coefficient of the added model	$K_{v2}$	361 N/m

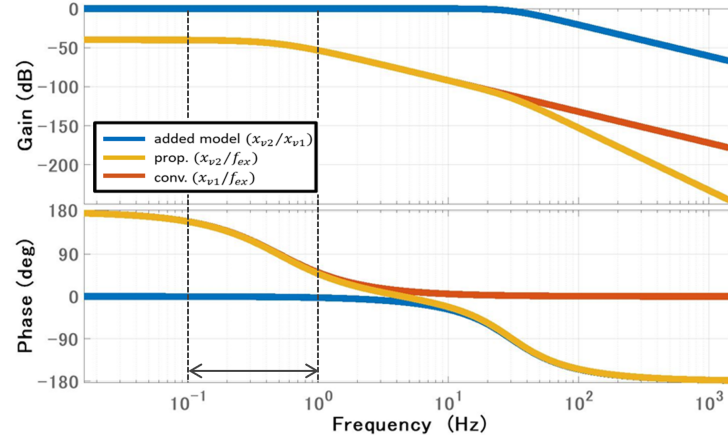


Fig. 3.4: 追加モデルのボード線図

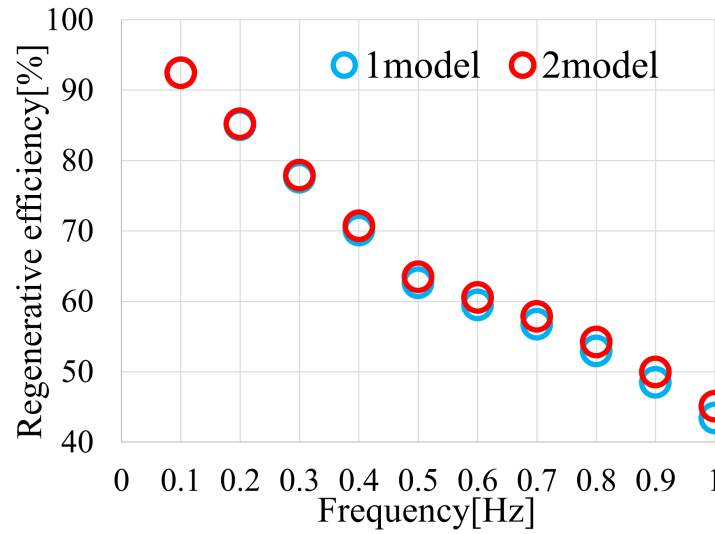


Fig. 3.5: 追加モデルによる理論効率

タを設計するときの条件に加え、ブイモデルの考慮と追加モデルを制御システムに加えた上で数値計算により算出している。Fig.3.5 より、各周波数毎の効率は殆ど変わらない。よって、定常状態での発電特性を維持出来ることが理論解析上で確認できた。詳細な定常特性および過渡発電特性の改善効果については、次章の数値シミュレーションにて検証する。

## 第4章 過渡応答改善手法による発電特性の検証

本章では、前述の過渡応答改善手法によって再構築した仮想アドミタンスモデルを含めた発電システムにおけるサージ電流の抑制効果と切替直後の発電特性を検証する。また、試作四号機についても発電用アドミタンスパラメータを再計算し、切替制御の必要性の検討と試作二号機との発電特性の比較を行う。

### 4.1 追加アドミタンスモデルによる切替直後のサージ電流抑制と過渡発電特性の改善

本節では、Fig.2.6 に示す制御システムおよびスパイラルモータ試作二号機と、理想インバータを用いた波力発電システムにおける発電特性を数値シミュレーション上で検証する。Fig. 4.1 にインバータ回路を示す。インバータについては PWM 制御および半導体のスイッチング動作を再現しており、キャリア波周波数を  $77\mu\text{s}$ 、電源電圧を  $\pm 100\text{V}$  とした三相インバータを想定している。尚、デッドタイムやスイッチング素子の特性 (素子によるオン抵抗等) は考慮していない。また、ブイへの印加波力は (2.26) 式のような正弦入力波を想定し、振幅  $A_w$  を  $50\text{N}$  とする。このとき、波入力周波数帯は  $0.1\text{--}1.0\text{Hz}$  である。波周波数については、周波数変動の遷移図である Fig.4.2 に示すように変動する。図中の case1, 1.1, 2 は回生効率の計算区間であり、波一周期である。制御周期は  $77\mu\text{s}$ 、シミュレーション刻みは  $0.1\mu\text{s}$  である。そのほか、扱うモータ運動/電気パラメータ、各制御パラメータ、発電用アドミタンスモデルのパラメータは前章の数値シミュレーションと同様である。図中の凡例のうち赤実線、黄緑破線はそれぞれ追加モデル有、追加モデル無の実応答を示す。但し、Fig.4.3(c) のモータ速度拡大図では実線が実応答、破線が指令値を示す。

以上の条件下で数値シミュレーションを行った結果として、図 4.3 にこのときのモータ位置、モータ速度、dq 軸電流、モータ外力、電力波形を示す。切替直後に流れる dq 軸電流のピーク値は減少しており、過渡応答性が改善している。また、表 4.1 に回生効率の結果を示す。切替直後での回生効率計算結果を示す case1.1 より、直後の効率も改善されている事がわかる。位置制

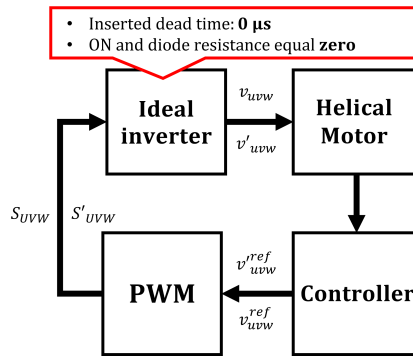


Fig. 4.1: 理想インバータ回路

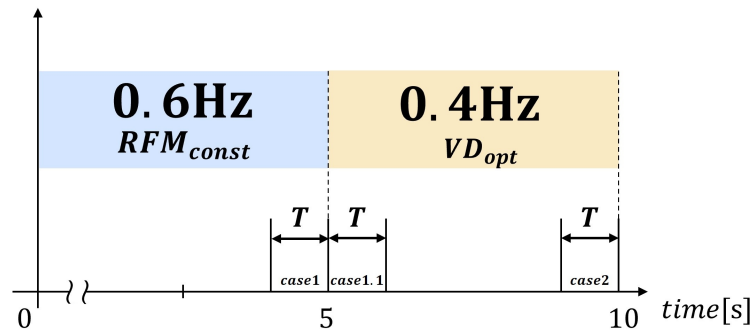
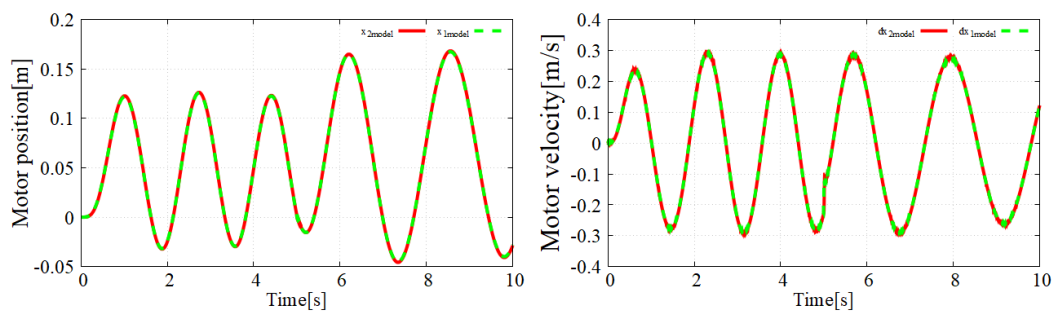


Fig. 4.2: 理想インバータ下での周波数変遷移図

Table 4.1: 追加モデルを含む発電システムの発電特性

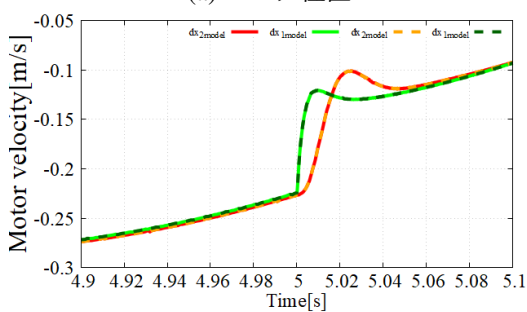
	case	$f$ [Hz]	control	Motor input[W]	Output power[W]	d-axis loss[W]	q-axis loss[W]	Efficiency[%]
2model	case1	0.6	VD	2.381	-1.479	0.0169	0.4904	62.13
1model	case1	0.6	RFM	2.388	-1.458	0.0168	0.5033	61.07
2model	case1.1	0.4	VD	1.686	-0.783	0.0176	0.5544	46.44
1model	case1.1	0.4	VD	1.692	-0.192	0.0209	0.8480	11.33
2model	case2	0.4	VD	1.606	-1.190	0.0159	0.2554	74.11
1model	case2	0.4	VD	1.595	-1.172	0.0158	0.2583	73.50

御系における目標位置への追従が緩やかになったことにより、操作量に当たる dq 軸電流指令値が小さくなったからであると考えられる。更に、図 4.3 の dq 軸電流と電力波形から、切替直後の電流指令値および q 軸銅損、消費電力のピーク値は依然として高いものの数ミリ秒間ではピークを持たない為に回生動作を実現できていると考えられる。

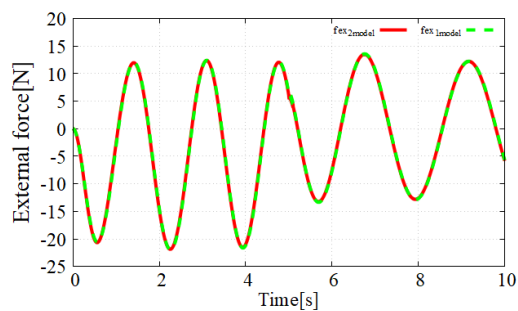


(a) モータ位置

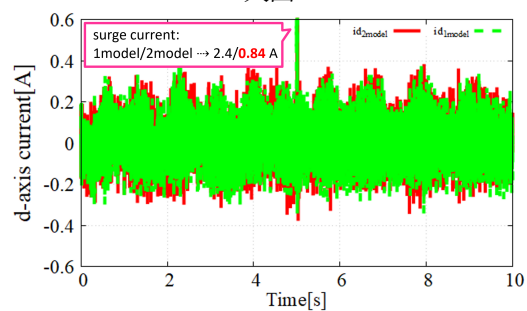
(b) モータ速度



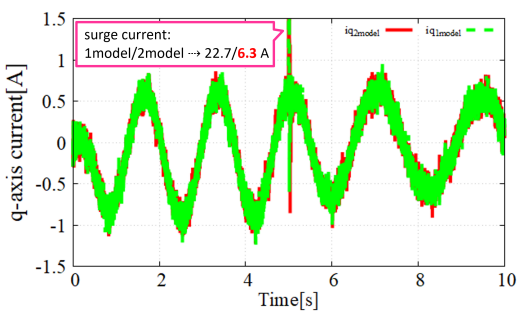
(c) モータ速度応答 Fig.4.3(b) の 5 秒付近拡大図



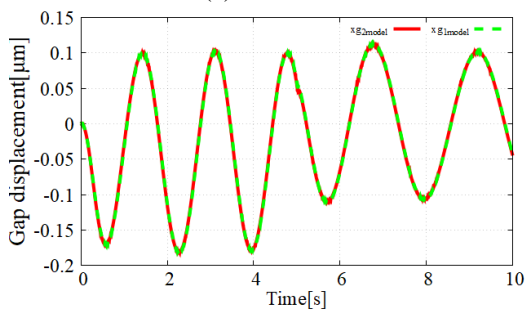
(d) モータ外力



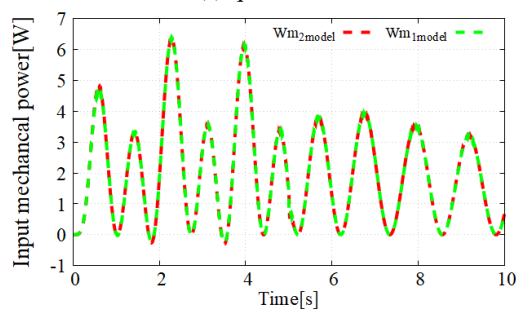
(e) d 軸電流



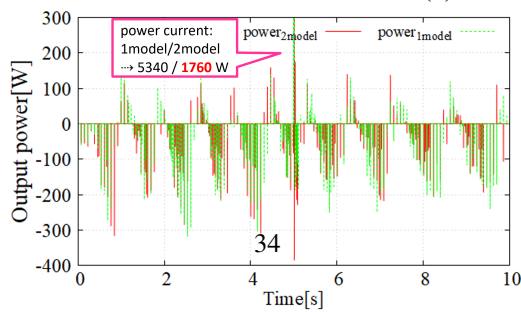
(f) q 軸電流



(g) ギャップ位置



(h) モータ機械入力



(i) 出力電力

Fig. 4.3: 追加モデルを含む発電システムの各応答波形

## 4.2 試作四号機を用いた発電特性比較と切替制御の検討

本節では、スパイラルモータ試作四号機を用いた場合での切替制御による回生効率最大化の検討と試作二号機との発電特性比較を行う。第二章で触れた通り、試作四号機は従来のリニアモータと比較において二号機以上の倍率の推力密度を持つ。また、従来のスパイラルモータと比べると螺旋ピッチ長を短く、素材の厚みを薄くすることで螺旋層数を増やすことで小型化・高出力化を実現し、モータの諸定数を高く設定することが出来る (Table 2.1)。現在まで多くの文献で実機製作に向けた研究が盛んに取り組まれており、特に螺旋ピッチ長の短さから十分に磁気浮上に必要な電磁力の確保が難しいため課題となっている [19][16][34]。尚、今回は四号機の基礎的な発電特性を想定するため、十分に磁気浮上可能なモータ諸定数をもつ文献 [16] のパラメータを用いることでモータ始動時の磁気浮上を考慮しない。

まず前述の発電用アドミタンスパラメータを四号機を用いて再計算し、回生効率を最大化する切替周波数について検討する。そして、前節と同様に周波数変動下での発電特性を数値シミュレーション上で検証し、二号機との発電特性と比較する。

### 4.2.1 発電用アドミタンスパラメータの再計算

四号機の最適な仮想ダンパ係数  $B_0$  を決定ため、前章のアドミタンスパラメータの計算と同様の理論解析を行う。但し、本モータの運動/電気パラメータは Table 2.1 を、各制御則のカットオフ周波数は Table 4.2 を使用する。その他の理想条件、プラントモデル等の条件は前章の二号機と同様である。以上より、(2.40)–(2.41) 式に従って理論回生効率および最適仮想ダンパ係数が算出される (Fig.4.4)。また、仮想バネ係数・仮想マス係数はブイ位置から決定するため同じだと仮定すると、四号機のアドミタンスパラメータは Table 4.3 となる。そして、前述の制御選定で設計した各アドミタンス制御  $\text{RFM}_{const}$ ,  $\text{RFM}_{opt}$ ,  $\text{VD}_{const}$ ,  $\text{VD}_{opt}$  の計 4 種類の回生効率、および前章の数値シミュレーションでも使用した二号機での選定制御の回生効率を比較した図を Fig.4.5 に示す。尚、回生効率計算の際はブイ-モータを対象として数値計算によって算出している。



Table 4.2: 試作四号機の制御パラメータ

Controller	Symbol	Value
Current	$\omega_c$	31,416rad/s
Position	$\omega_p$	200rad/s
Gap	$\omega_g$	500rad/s
DOB	$\omega_d$	1500rad/s

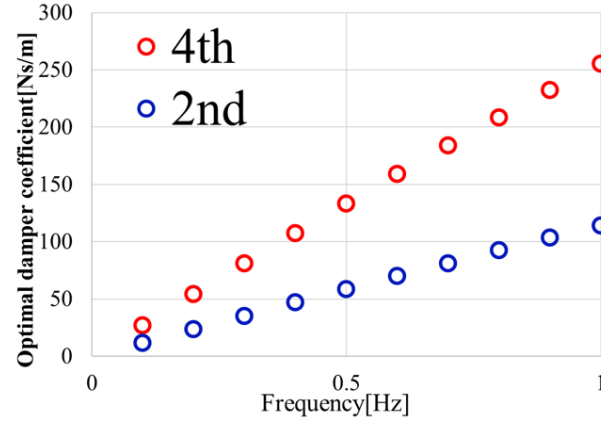


Fig. 4.4: 二号機・四号機の最適仮想ダンパ係数

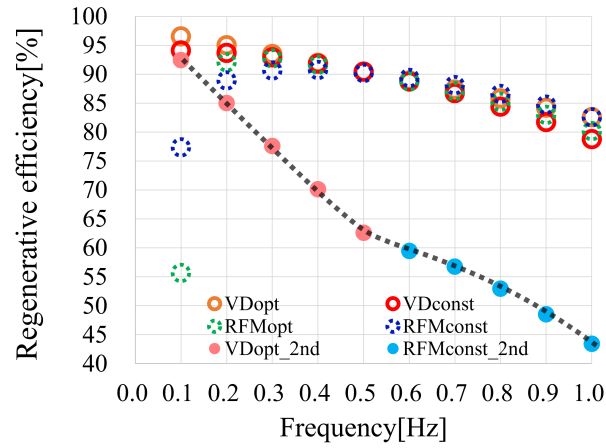


Fig. 4.5: 四号機の理論回生効率 (二号機比較)

四号機は常に効率 80% 以上, 最大 95% という二号機よりも高い効率を持つ. これは, (2.22)–(2.24) 式に示す運動方程式内の特性パラメータの増大によって, q 軸電流損が減少しているためであると考えられる. また, 0.6Hz 以上では RFMconst と VDopt の効率差は 1% 未満である. つまり, 二号機のように制御切替をせずとも VDopt のみで高効率な発電が可能になっている.

Table 4.3: 試作四号機用の発電用アドミタンスパラメータ (RFM<sub>opt</sub>-VD<sub>opt</sub> 単位省略)

Frequency[Hz]	RFM <sub>const</sub>			RFM <sub>opt</sub>			VD <sub>const</sub>	VD <sub>opt</sub>
	$M_v$ [kg]	$B_v$ [Ns/m]	$K_v$ [N/m]	$M_v$	$B_v$	$K_v$	$B_v$	$B_v$
0.1	10.13	134.25	100	253.30	11.78	100	134.25	27.09
0.2	10.13	134.25	100	63.33	23.53	100	134.25	54.12
0.3	10.13	134.25	100	28.14	35.24	100	134.25	81.02
0.4	10.13	134.25	100	15.83	46.88	100	134.25	107.75
0.5	10.13	134.25	100	10.13	134.25	100	134.25	134.25
0.6	10.13	134.25	100	7.04	69.87	100	134.25	160.45
0.7	10.13	134.25	100	5.17	81.18	100	134.25	186.32
0.8	10.13	134.25	100	3.96	92.34	100	134.25	211.80
0.9	10.13	134.25	100	3.13	103.34	100	134.25	236.85
1.0	10.13	134.25	100	2.53	114.15	100	134.25	261.43

このことにより、四号機では文献 [12] のような次数の異なるモデル間の切替を回避することができる。実際の海域では刻一刻と周波数変動を起こす一方、海域が穏やかであればピーク波周波数が数十分から数時間優位に変化しない場合も考えられる [23]。したがって想定する海域次第で RFM<sub>const</sub> を用いるかを決める必要がある。但し、VD<sub>opt</sub> はパラメータ変更を与えるため切替の瞬間の追加モデルによるサージ電流抑制は必要になってくる事に注意されたい。

#### 4.2.2 切替制御を含む試作二号機と試作四号機の発電特性比較

Table 4.3 のアドミタンスパラメータを用いて、試作二号機と試作四号機の発電特性比較を数値シミュレーション上で行う。波周波数変動の遷移は、前節の条件と同様 (Fig.4.2) である。波入力周波数帯は 0.1–1.0Hz である。スパイラルモータ試作二号機および試作四号機の電気/機械パラメータは表 2.1 を用いる。モータ制御則におけるカットオフ周波数は両モータとも四号機に合わせて Table 4.2 を、制御周期は 20 $\mu$ s である。四号機のアドミタンス制御のパラメータは表 4.3 を用いる。その他の入力波力、外乱の仮定 ( $f_d=f_{ex}$ ) 等の条件は前述の数値シミュレーションと同様である。図中凡例のうち、赤線、橙線は四号機、黄緑線、深緑線は二号機を示す。また、破線は指令値を、実線は実値を示す。但し、(c) のモータ外力波形では破線は推定値を示す。

シミュレーション結果として、Fig.4.6 にモータ位置、モータ速度、モータ外力、dq 軸電流、入出力応答波形を示す。また、回生効率の計算結果を Table 4.4 に示す。モータ位置・速度の振幅は四号機の方が小さくなっており、Table 2.1 より螺旋面のピッチ長  $l_p$  が狭くなっているためである。また、特性パラメータの違いによって dq 軸電流の振幅も小さくなり、Table 4.4 より

dq 軸電流銅損が減少している．これにより四号機の回生効率は二号機より 20%以上増加している．更に，切替時刻である 5.0 秒直後のサージ電流は 1/4 程度まで小さくなっている．電力サージについても同様であり，四号機では  $VD_{opt}$  制御間での切替を用いることである程度抑えられる事がわかる．切替直後の回生効率についても減少は見られず，切替無の場合と変わらない．以上より，四号機は周波数変動に対しても，同じアドミタンスモデル間の切替制御によって二号機以上に切替直後の回生効率を改善した発電が可能であることが数値シミュレーションにより確認された．

Table 4.4: 二号機・四号機での発電特性比較

	case	$f$ [Hz]	control	Motor input[W]	Output power[W]	d-axis loss[W]	q-axis loss[W]	Efficiency[%]
fourth	case1	0.6	VD	2.947	-2.839	0.003	0.139	96.34
second	case1	0.6	RFM	2.348	-1.476	0.023	0.942	62.84
fourth	case1.1	0.4	VD	2.351	-2.266	0.004	0.158	96.38
second	case1.1	0.4	VD	1.686	-0.809	0.011	1.091	48.00
fourth	case2	0.4	VD	1.881	-1.808	0.003	0.063	96.14
second	case2	0.4	VD	1.669	-1.235	0.006	0.504	73.96

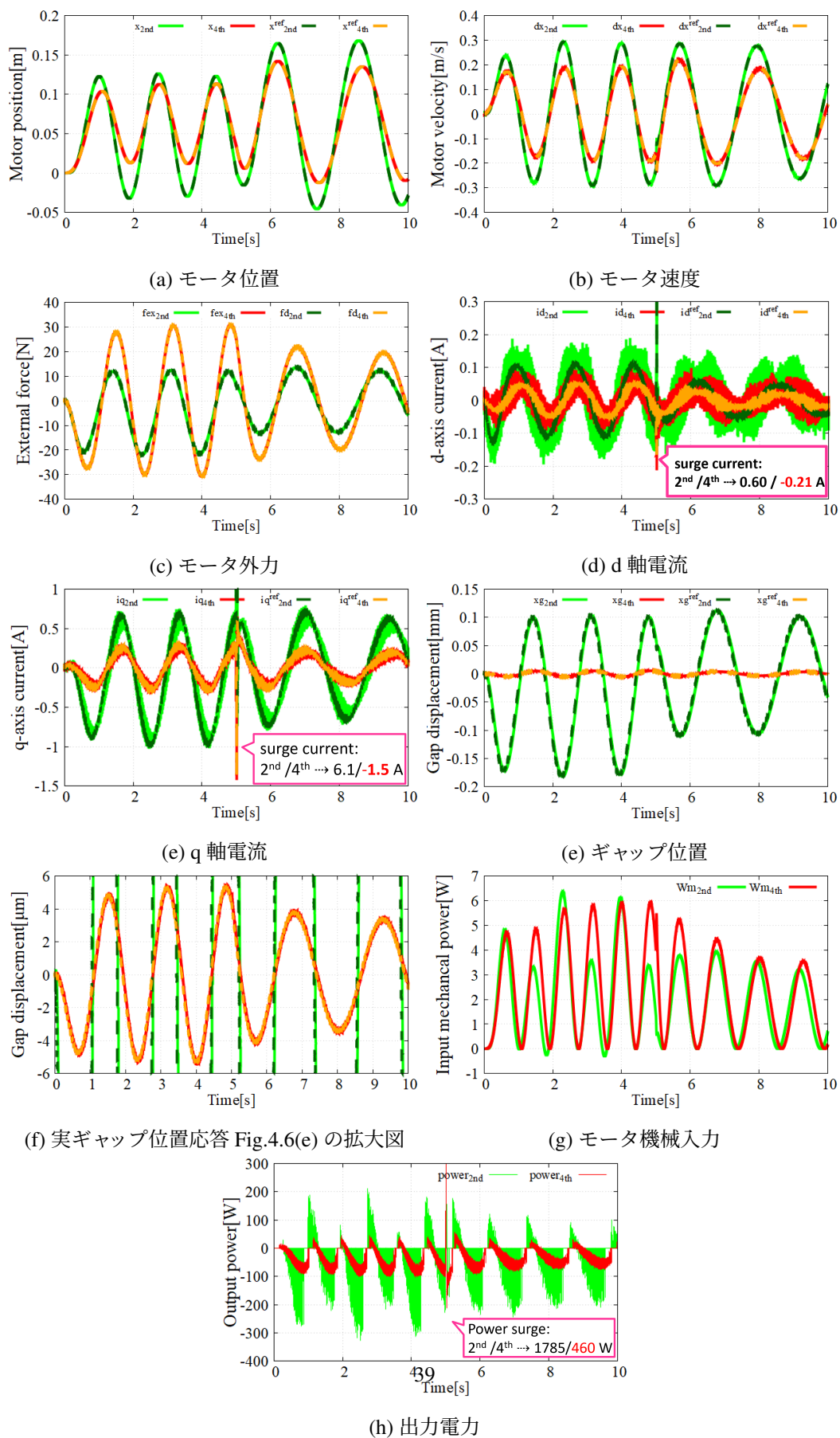


Fig. 4.6: 二号機・四号機での発電システムの各応答比較

## 第5章 結論

### 5.1 まとめ

本論文では、スパイラルモータを用いたポイントアブソーバ式波力発電システムにおいて、アドミタンス切替による過渡発電応答を改善するアドミタンスモデルの構築及び数値シミュレーションによる発電特性の検証を行った。切替直後の急激な指令値の変化をフィルタ設計したモデルによって緩和することで、定常状態の発電特性を変えず過渡応答を改善した。提案モデルによって直後に発生するサージ電流を 1/4 程度に抑え、回生効率も約 40%改善した。

また、試作四号機と試作二号機の発電特性比較と切替制御の必要性を検討した。二号機ではアドミタンス切替によって、波周波数 0.6Hz 以上では最大 20%の回生効率の向上が見られた。一方四号機では、アドミタンスパラメータ計算による理論解析から、切替制御でも最大 1%未満の効率差しか得られなかった。数値シミュレーションの理想インバータを考慮した発電検証結果からも同様の結果が得られたため、四号機では切替制御を用いず単一のアドミタンス制御中で仮想ダンパ係数のみを切り替えても高効率な発電が実現できることを確認した。

## 5.2 今後の課題

今後は、インバータ部のスイッチ特性やデッドタイム等の考慮によって実機実験条件により近い数値シミュレーションを行う必要がある。既に先行研究 [12] より、回路シミュレータ PSIM(Altair 社) によって実機実験結果と等しいシミュレーション結果が得られている。一方、インバータ実機の特性を考慮すると力行動作することが確認されており、回生動作条件を探る必要がある。また、DFT 等を用いた波周波数検知の実装、および不規則波を用いた際の発電特性の検証が必要である。

## 参考文献

- [1] J. A.Muetze: “Ocean wave energy conversion - a survey”, *Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference Forty-First IAS Annual Meeting*, pp.1410–1417 (2006)
- [2] NEDO:「再生エネルギー技術白書 第2版 再生可能エネルギー普及拡大に向けて克服すべき課題と処方箋 第6章 海洋エネルギー」, <https://www.nedo.go.jp/content/100544821.pdf> 2024年2月2日閲覧.
- [3] IEA: “Electricity market report(july 2022)”, <https://www.iea.org/reports/electricity-market-report-july-2022> 2024年2月2日閲覧.
- [4] NEDO:「再生エネルギー技術白書 第2版 再生可能エネルギー普及拡大に向けて克服すべき課題と処方箋 第1章 再生可能エネルギーの役割」, <https://www.nedo.go.jp/content/100544816.pdf> 2024年2月2日閲覧.
- [5] 紙屋大輝・後藤博樹・一ノ倉理:「波力発電用リニア発電機の制御に関する検討」, 日本磁気学会論文特集号, Vol.1, No.1, pp.57–60 (2017)
- [6] A. F. de O. Falcão: “Wave energy utilization: A review of the technologies”, *Renewable and sustainable energy reviews*, Vol.14, No.3, pp.899–918 (2010)
- [7] Y. Fujimoto, T. Kominami, H. Hamada: “Development and analysis of a high thrust force direct-drive linear actuator”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.56, No.5, pp.1383–1392 (2009)
- [8] Y. Hagino, Y. Fujimoto: “Design and analysis of a compact and high-thrust force spiral motor for active knee joint”, in *IEEJ International Workshop on Sensing, Actuation, Motion Control and Optimization(SAMCON)*, No.TT9-4 (2017)
- [9] D. Kumar, K. Chatterjee: “A review of conventional and advanced mppt algorithms for wind energy systems”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Vol.55, pp.957–970 (2016)
- [10] M. I. Marei, M. Mokhtar, A. A. El-Sattar: “Mppt strategy based on speed control for aws-based wave energy conversion system”, *Renewable Energy*, Vol.83, pp.305–317 (2015)

- [11] J. Hals, J. Falnes, T. 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.1–12 (2011)
- [12] 牧村 愛萌・小山 昌人:「スパイラルモータを用いたポイントアブソーバ式波力発電システムにおける出力電力最大化手法の検討」, Master’s thesis, 三重大学大学院 (2021)
- [13] J. C. Perez-Ibarra, A. A. Siqueira, M. A. Silva-Couto, T. L. de Russo, H. I. Krebs: “Adaptive impedance control applied to robot-aided neuro-rehabilitation of the ankle”, *IEEE Robotics and Automation Letters*, Vol.4, No.2, pp.185–192 (2018)
- [14] 奥田裕之・早川聡一郎・鈴木達也・土田縫夫:「人間行動のハイブリッドシステムモデルに基づいた人間－機械協調型ロボットシステムの代替型制御器設計」, 電気学会論文誌 D (産業応用部門誌), Vol.128, No.6, pp.810–818 (2008)
- [15] 藤本 英雄・佐野 明人・花井 貴史:「ゲインスケジューリングに基づくマスタアームの可変インピーダンス制御」, 日本機械学会論文集 C 編, Vol.63, No.609, pp.1632–1639 (1997)
- [16] 風岡 颯・小山 昌人:「巻き付け作業の容易化, 高占積率のための分割コアを採用したスパイラルモータ構造の提案」, 電気学会産業応用部門大会 (CD-ROM), No.Y-111 (2023)
- [17] 日本パルスモーター株式会社:「シャフトモータ (S250T) 製品情報」, <https://www.pulsemotor.com/products/linearservo/shaftmotor/S250T.html> 2024 年 2 月 2 日閲覧.
- [18] 日本パルスモーター株式会社:「シャフトモータ (S500Q) 製品情報」, <https://www.pulsemotor.com/products/linearservo/shaftmotor/S500Q.html> 2024 年 2 月 2 日閲覧.
- [19] Y. Fujimoto, I. A. Smadi, H. Omori, K. Suzuki, H. Hamada: “Modeling and control of a high-thrust direct-drive spiral motor”, in The 2010 International Power Electronics Conference-ECCE ASIA-, pp.2222–2229 (2010)
- [20] 鈴木 宏一郎 and 藤本 康孝:「IPM 型スパイラルモータのモデル化・特性解析および基礎駆動試験」, 日本ロボット学会誌, Vol.28, No.7, pp.897–904 (2010)
- [21] 大森 裕子:「SPM 型スパイラルモータの磁気浮上制御とパラメータ同定」, Master’s thesis, 横浜国立大学大学院 (2011)
- [22] L. Hai, O. Svensson, J. Isberg, M. Leijon: “Modelling a point absorbing wave energy converter by the equivalent electric circuit theory: A feasibility study”, *Journal of Applied Physics*, Vol.117, No.16, p.164901 (2015)



- [23] 高橋重雄・安達崇：「日本周辺における波パワーの特性と波力発電」, <https://www.pari.go.jp/search-pdf/no0654.pdf> 2024 年 2 月 2 日閲覧.
- [24] M. Koyama, Y. Fujimoto: “Zero power control based on external force feedback for helical motor”, *IEEJ Journal of Industry Applications*, Vol.5, No.4, pp.314–320 (2016)
- [25] 森下明平・小豆沢照男：「常電導吸引式磁気浮上系のゼロパワー制御」, 電気学会論文誌 D, Vol.108, No.5, pp.447–454 (1988)
- [26] 武居 直行・野畑 茂広・藤本 英雄：「安定した接触を実現するアドミッタンス制御手法」, 日本ロボット学会誌, Vol.26, No.6, pp.635–642 (2008)
- [27] W. J. Pierson Jr, L. Moskowitz: “A proposed spectral form for fully developed wind seas based on the similarity theory of sa kitaigorodskii”, *Journal of geophysical research*, Vol.64, No.24, pp.5181–5190 (1964)
- [28] K. Hasselmann, T. P. Barnett, E. Bouws, H. Carlson, D. E. Cartwright, K. Enke, J. Ewing, A. Gienapp, D. Hasselmann, P. Kruseman *et al.*: “Measurements of wind-wave growth and swell decay during the joint north sea wave project (jonswap).”, *Ergaenzungsheft zur Deutschen Hydrographischen Zeitschrift, Reihe A* (1973)
- [29] R. Hanus, M. Kinnaert, J.-L. Henrotte: “Conditioning technique, a general anti-windup and bumpless transfer method”, *Automatica*, Vol.23, No.6, pp.729–739 (1987)
- [30] T. Yamaguchi, H. Numasato, H. Hirai: “A mode-switching control for motion control and its application to disk drives: design of optimal mode-switching conditions”, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Vol.3, No.3, pp.202–209 (1998)
- [31] R. Cao, J. Chang, J. Tang, W. Bao, D. Yu, Z. Wang: “Switching control of thrust regulation and inlet unstart protection for scramjet engine based on strategy of integral initial values resetting”, *Aerospace Science and Technology*, Vol.45, pp.484–489 (2015)
- [32] R. Kikuuwe, S. Yasukouchi, H. Fujimoto, M. Yamamoto: “Proxy-based sliding mode control: A safer extension of pid position control”, *IEEE Transactions on Robotics*, Vol.26, No.4, pp.670–683 (2010)
- [33] 菊植亮・藤本英雄：「滑り状態に有限時間到達する離散時間スライディングモード制御」, 日本ロボット学会学術講演会論文集, 3A16 (2005)

- [34] 千賀 大生・藤本 康孝：「能動型膝継手のための小型スパイラルモータの開発および基礎実験」，Master's thesis，横浜国立大学大学院（2020）
- [35] 榎 泰輔・舘 ■：「インピーダンス制御の接触安定性についての一考察」，日本ロボット学会誌，Vol.12，No.3，pp.489–496（1994）
- [36] 渡辺 晃・清水 琢三・堀川 清司：「不規則波に対する繫留円筒浮体の応答 (2)」，海岸工学講演会論文集，Vol.28，pp.406–410（1981）

## 発表文献

- [1] 紀平稜介, 小山昌人: ”スパイラルモータを用いた波力発電の周波数変動に対応した最大回生効率制御に関する研究”, 産業計測制御研究会, IIC-22-009 (2022)
- [2] 紀平稜介, 小山昌人: ”スパイラルモータを用いた波力発電の波周波数変動に対応した機械アドミタンス切替手法の検討”, 2022 年産業応用部門大会, Y-97, p. 1 (2022)
- [3] R. Kihira, M. Koyama: “ The Study for Maximizing Regenerative Efficiency Control in Wave Power Using Helical Motor Under Frequency Fluctuation ”, IEEJ SAMCON2023 (2023)
- [4] 紀平稜介, 小山昌人: ”スパイラルモータを用いた波力発電の波周波数変動に対応する切替制御におけるインバータを考慮した発電特性の検討”, 2023 年産業応用部門大会, 3-4 (2023)
- [5] R. Kihira, M. Koyama, “ The Study for Maximizing Regenerative Efficiency Control in Wave Power Using Helical Motor Under Frequency Fluctuation ”, Proceedings on IEEJ SAMCON2024 (2024)

## 付録A 固いばね剛性を持つブイの安定性と発電特性の確認

本章では、固い剛性を持つブイを用いた場合での発電特性およびシステムの安全性を確認する。

現在の制御システムにおいて、2.3.4 節より発電用のアドミタンス制御は回生効率を最大化するように設計され、ブイは固有周波数を 0.5Hz と仮定した特性をもつ。一方、アドミタンス (インピーダンス) 制御は固い剛性をもつ場合応答が振動的になり、不安定化しやすいことが知られている [35]。また、ブイのばね剛性が大きいことでブイおよびモータ位置の応答振幅が小さくなり、振動的になる可能性がある。よって、固いばね剛性のブイパラメータを用いた発電システムの安定性と発電特性を確認する。なお、用いるモータ/アドミタンス制御で場合分けをし、2.3.4 節や 4.2.1 節のアドミタンスモデルの最適制御選定より使用する可能性のある二号機 (VD/RFM 制御)、四号機 (VD 制御) の三通りの検証を行う。Table A.1 に今回用いるブイのパラメータを示す。case1 は 2.1.7 節の Table 2.2 と同じ係数であり、case2-4 はこのバネ係数  $K_B$  を 4, 25, 100 倍にしている。また、ブイのダンパ係数  $B_B$ 、ブイ質量 (マサ特性)  $M_B$  は一定とする。式 (A.2) にこのときのブイの固有周波数  $\omega_B$ 、減衰率  $\zeta_B$  を示す。円柱型のブイにおいても文献 [36] より式 (A.2) のような一般的な共振特性を持つので、ブイの固有周波数  $\omega_B$  は 2, 5, 10 倍となる。

$$\omega_B = \sqrt{\frac{K_B}{M_B}} \quad (\text{A.1})$$

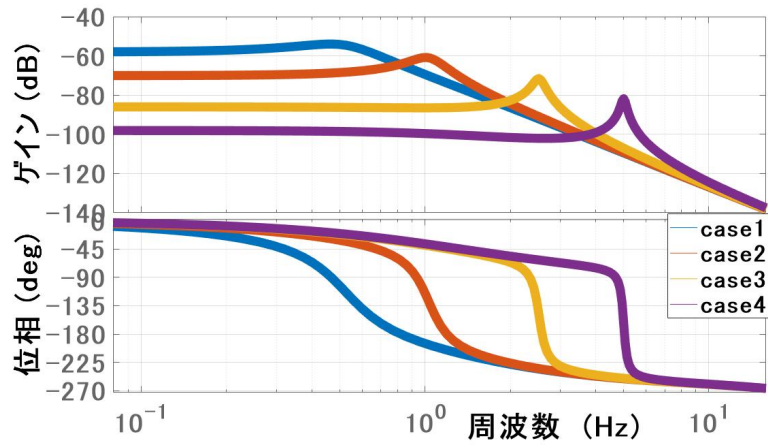
$$\zeta_B = \frac{B_B}{2\omega_B M_B} = \frac{B_B}{2\sqrt{K_B M_B}} \quad (\text{A.2})$$

Fig. A.1 に設計したブイを用いた波力入力  $f_w$  からモータ位置  $x$  へのボード線図を、Fig. A.2 に極配置図を示す。全体的に位置振幅が小さくなり、ばね剛性の増加につれてブイの固有周波数付近で強い共振特性を持っている。また、システム全体としては全ての極の実部が負のため安定である一方、バネ剛性が固くなるにつれて極が虚軸に近づくためやや不安定化しやすくなっている。このことより、エンコーダやセンサ等の微分・白色ノイズによって共振特性が大きく出た際にはシステムが不安定化する懸念がある。

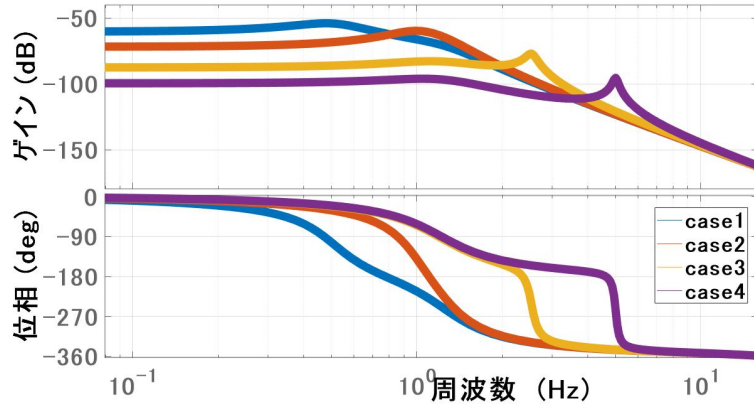
Table A.1: 剛性の大きいブイのパラメータ

	$K_B[\text{kg}]$	$B_B[\text{Ns/m}]$	$M_B[\text{N/m}]$	$f_B[\text{Hz}]$
case1	800	100	81.06	0.5
case2	3200	100	81.06	1.0
case3	20000	100	81.06	2.5
case4	80000	100	81.06	5.0

次に, 発電特性の検証を数値シミュレーション上で行う. 対象とするモータは二号機および四



(a) VD 制御



(b) RFM 制御

Fig. A.1: 波力入力  $f_w$  からモータ位置  $x$  へのボード線図

号機であり, 特に二号機ではアドミタンスモデルの VD 制御/RFM 制御それぞれの発電特性も確認する. ブイモデルは安定性の確認の為 case4 のブイを用いる. 尚, 基礎的な発電特性

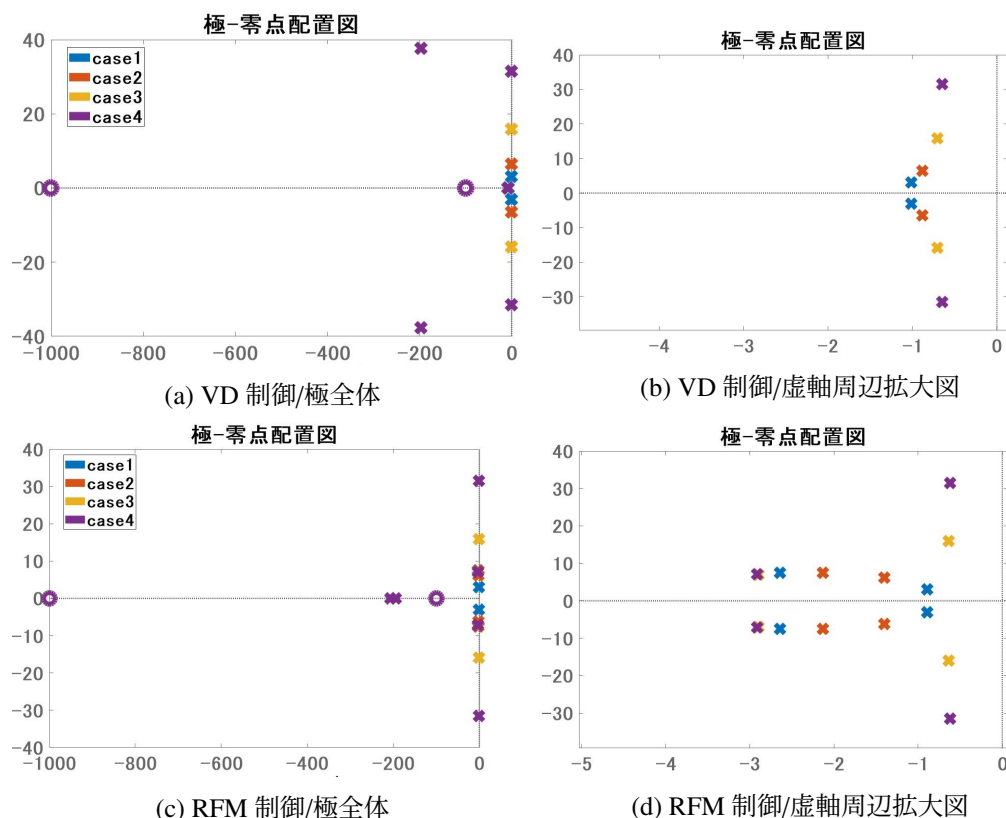


Fig. A.2: 固い剛性のブイを用いた場合の極配置

の検証のためインバータ、エンコーダ、センサ等は考慮していない。シミュレーション刻みは  $1\mu\text{s}$ 、制御周期は  $77/20$ (二号機/四号機) $\mu\text{s}$  である。そのほか制御パラメータは 3-4 章の数値シミュレーションと同様であり、電流/運動系制御パラメータは Table 2.3/Table 4.2 を、アドミタンスパラメータは Table 2.4/Table 4.3 をそれぞれ用いる。波周波数は  $0.5\text{Hz}$  とし、入出力平均値、銅損および回生効率は定常状態区間において算出する。

このとき、得られた応答としてモータ位置、速度、 $dq$  軸電流、機械入力/出力電力の波形を Fig. A.3, Fig. A.4 に示す。また、各発電特性を Table A.2 に示す。三通りのどのモータ/アドミタンスモデルでも、0-5 秒付近ではモータ位置/速度に振動的な応答が見られる。これは振動成分が  $5.0\text{Hz}$  であることから、case4 のブイの共振周波数によるものと考えられる。仮にエンコーダ等のノイズが混入した場合、システム全体が不安定化する可能性がある。発電特性については Table A.2 より、VD 制御の場合二号機・四号機ともに従来ブイ (case1) と同等の回生効率が得られている。一方、RFM 制御のみ効率減少がみられ、VD 制御に比べて機械入力に対して出力電力が 10%ほど減少している。これは RFM 制御が波周波数の帯域内の共振現象を利用して電力を最大化しているため、case4 のブイが case1 と比べて共振周波数が高くなったこ

Table A.2: 固い剛性のブイを用いた場合の発電特性

Buoy	Motor	control	Motor input[W]	Output power[W]	d-axis loss[W]	q-axis loss[W]	Efficiency[%]
case1	2nd	VD	2.76	-1.73	0.0006	1.03	62.63
case4	2nd	VD	0.101[mW]	-0.0631[mW]	0.0000[mW]	0.0376[mW]	62.53
case1	2nd	RFM	2.76	-1.66	0.00	1.10	60.05
case4	2nd	RFM	0.101[mW]	-0.0545[mW]	0.0006[mW]	0.0463[mW]	53.98
case1	4th	VD	2.70	-2.44	0.0079	0.204	90.18
case4	4th	VD	0.153[mW]	-0.138[mW]	0.0005[mW]	0.0116[mW]	90.16

とで同等の入力に対して電力が下がったためと考えられる．ここで Fig.A.5 に case1・case4 のブイを用いた際の  $f_w$  から各応答  $\dot{x}, f_{ex}, i_q, v_q$  へのボード線図をそれぞれ示す．機械入力  $W_m$  と出力電力は  $W_{out}$  はそれぞれ  $W_m = f_{ex}\dot{x}$ ,  $W_{out} = i_d v_d + i_q v_q$  と表現されるため，上記の各応答が直接入出力に関係する値である．なお， $W_{out}$  には d 軸電流/電圧の項もあるが，ゼロパワー制御により  $i_d$  は  $i_q$  に比べて小さいので q 軸電流/電圧にのみ注目する．Fig.A.5 より，モータ外力，q 軸電流/電圧  $\dot{x}, f_{ex}, i_q, v_q$  については case1, case4 それぞれの VD 制御/RFM 制御間のゲイン/位相差は殆ど同等である ( $\pm 0.02\text{dB}$ ,  $\pm 0.1^\circ$  以下)．一方で，モータ速度  $\dot{x}$  はゲイン/位相差にやや相違があり，case1:  $+0.9\text{dB}/+6.3^\circ$ ，case4:  $+1.4\text{dB}/-3.4\text{dB}$  である．また，外力-速度間の位相差  $\angle f_{ex} - \angle \dot{x}$  がおよそ case1:  $220^\circ$ ，case4:  $180^\circ$  であるため，モータ機械入力  $W_m$  は RFM 制御の方が微増し，出力電力  $W_{out}$  が一定となると考えられる．しかし現在の数値シミュレーションの条件では，同じモータに対してはほぼ同じ機械入力 that 得られる．よって，相対的に RFM 制御で得られる電力が小さくなるため，case4 のブイに変えた場合 RFM 制御で回生効率が減少することがわかる．

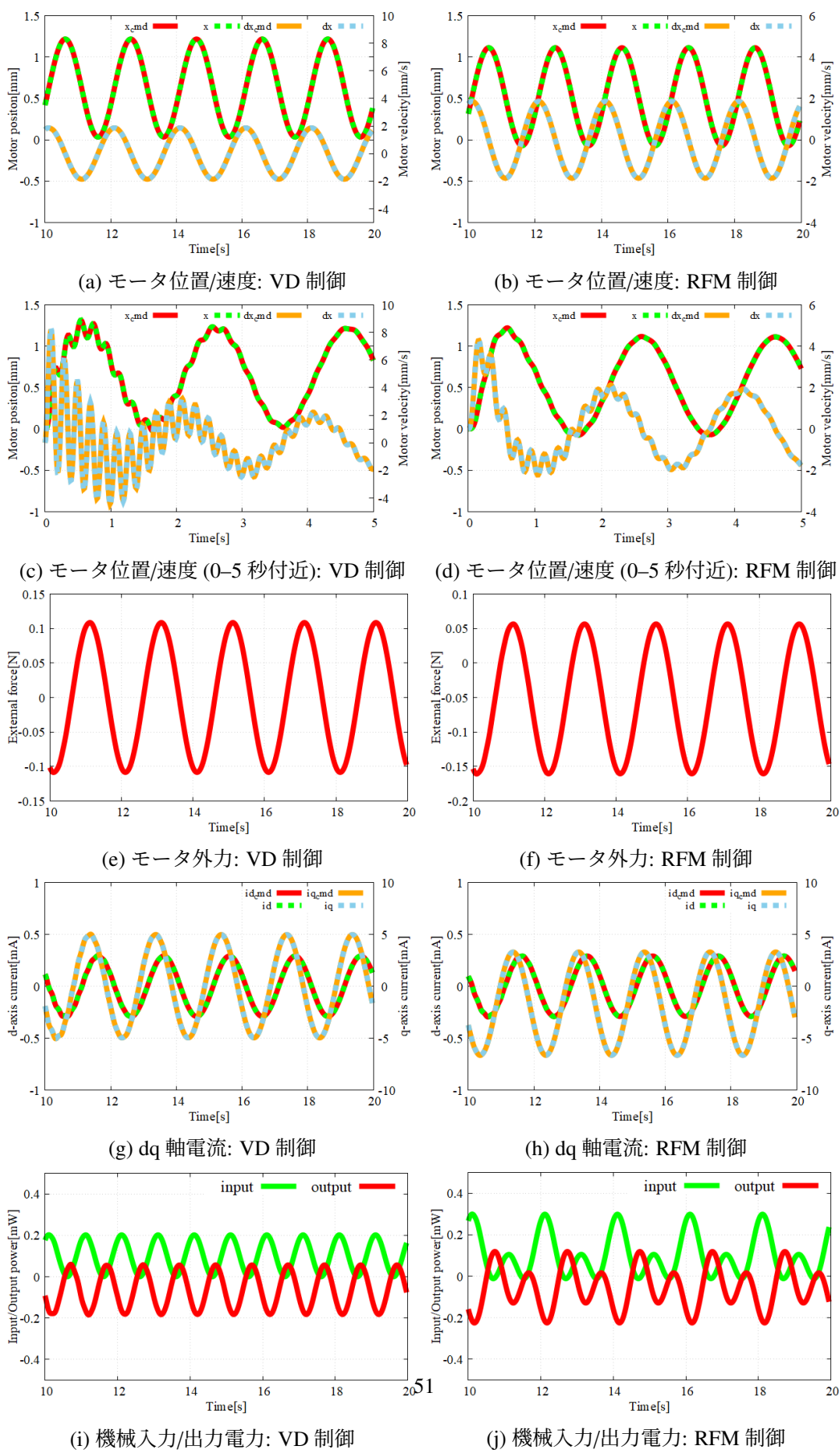


Fig. A.3: 固い剛性のブイを用いた場合の各応答 (二号機)



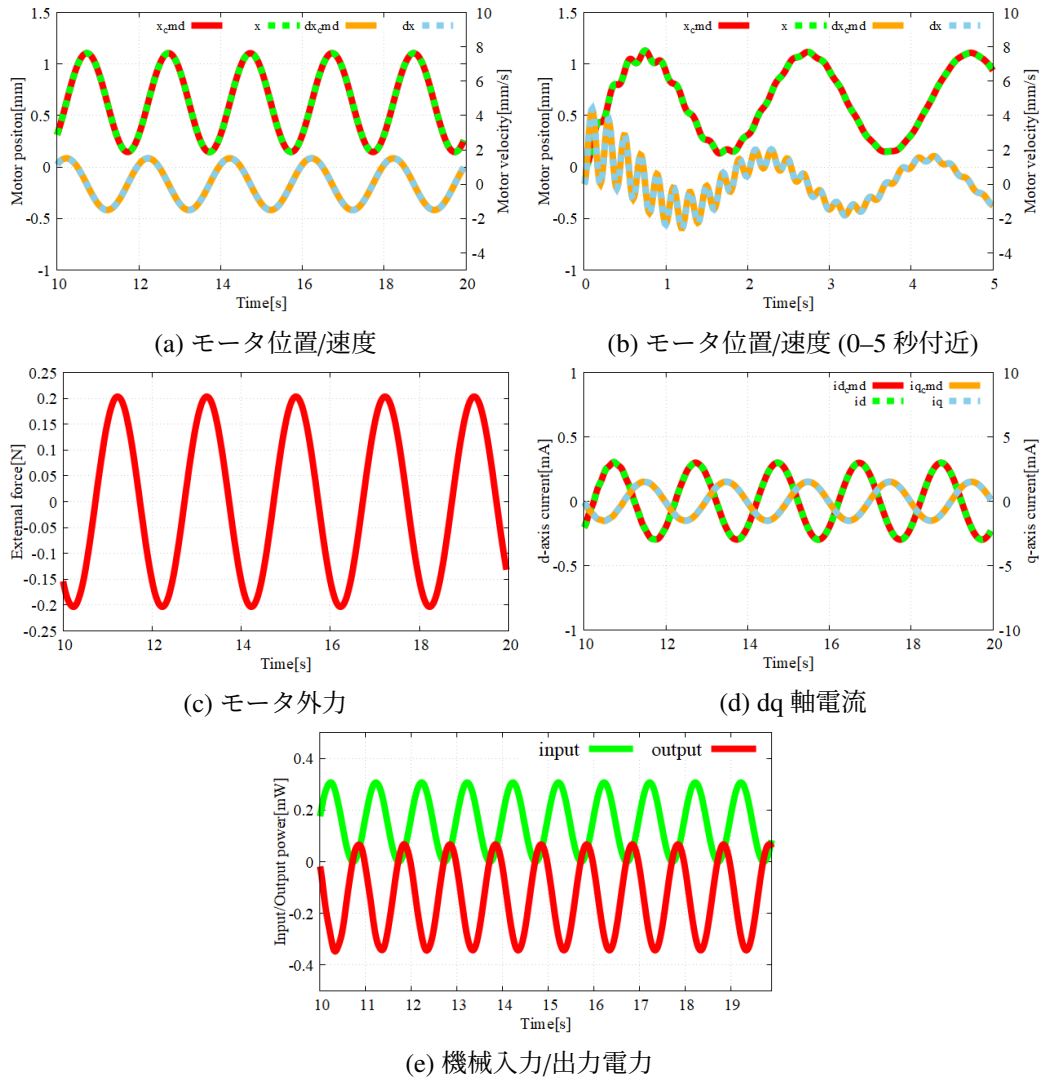
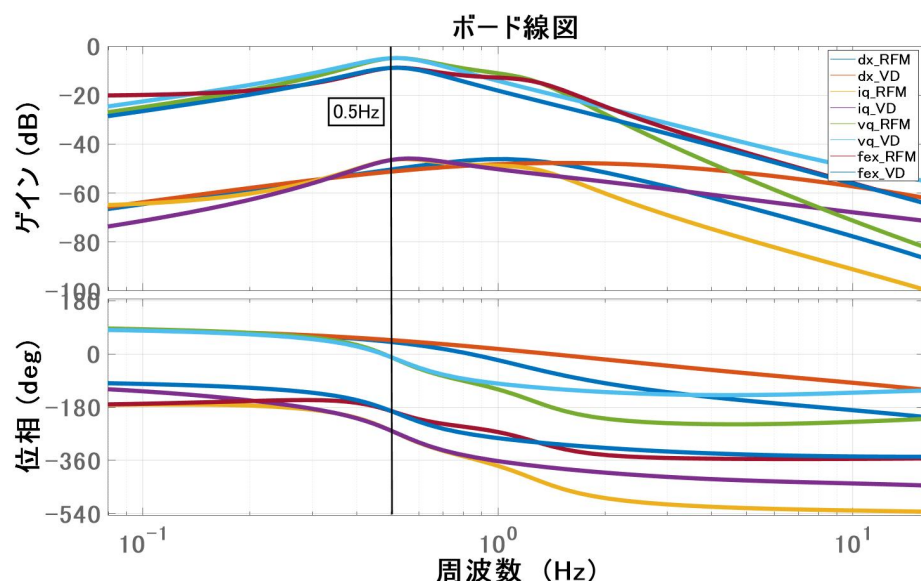
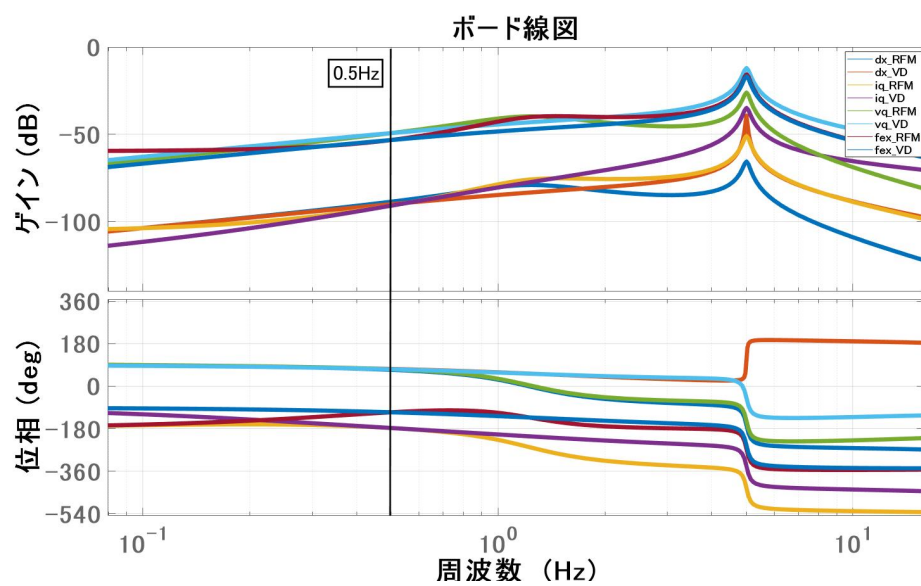


Fig. A.4: 固い剛性のブイを用いた場合の各応答 (四号機)



(a) case1( $\omega_B=0.5\text{Hz}$ )



(b) case4( $\omega_B=5.0\text{Hz}$ )

Fig. A.5: 波力入力  $f_w$  から各波形  $\dot{x}$ ,  $f_{ex}$ ,  $i_q$ ,  $v_q$  へのボード線図

## 謝辞

本研究の作成にあたり，終始適切なご指導を頂きました三重大学 助教 小山昌人先生に深く感謝申し上げます。また，同講座内の学内発表において貴重なご意見を頂きました，三重大学 教授 弓場井一裕先生，教授 駒田諭先生，准教授 山村直紀先生，助教 矢代大祐先生，工学部 電気系技術室技官 中村勝氏に心より御礼申し上げます。加えて，日々の研究活動を共にした電機システム研究室ご卒業の先輩方，同級生ならびに後輩の皆様に感謝申し上げます。