

ウィンドファーム併設型電力貯蔵システム の制御系設計法

2017年7月

千葉大学大学院工学研究科

人工システム科学専攻電気電子系コース

小岩 健太

(千葉大学学位申請論文)

ウィンドファーム併設型電力貯蔵システム の制御系設計法

2017年7月

千葉大学大学院工学研究科

人工システム科学専攻電気電子系コース

小岩 健太

要旨

本論文では風力発電の導入拡大に貢献するために、低容量・低定格出力でウィンドファームの変動出力を平滑化する電力貯蔵装置の制御系設計法を提案する。

近年、化石燃料の枯渇や地球温暖化などの問題が深刻化するにつれ、風力発電に注目が集まっている。しかしながら、風力発電の出力は風況によって変化するため、電力系統の周波数変動を引き起こすことが懸念される。このような背景から、風力発電の変動電力を平滑化する電力貯蔵装置は広く研究されてきた。しかし、これまで提案されている電力貯蔵装置の制御系は、低域通過フィルタを持つものだけであり、限定的な議論しか行われてこなかった。加えて、そのフィルタのパラメータは試行錯誤的に設計されているため、それに付随する電力貯蔵装置の kWh 容量および定格出力に関しても適切な値に設計することは困難である。したがって、場合によっては過剰な電力貯蔵装置を用いてしまい、コストの増加が懸念される。また、制御器に低域通過フィルタを持つ電力貯蔵装置は、電力系統の周波数制御で対応可能なウィンドファーム出力変動までも過剰に抑制するため、必要以上に電力貯蔵装置が大型化することが懸念される。そこで、本論文では電力貯蔵装置制御系において、従来の低域通過フィルタから脱却すべく、電力貯蔵装置の低容量・低定格出力化を実現する広いクラスの制御器を提案し、その設計法を構築する。

具体的には、はじめにウィンドファーム出力変動成分の内、電力系統の周波数制御では対応できない変動成分のみをピンポイントで抑制する電力貯蔵装置制御系を構築するために、ウィンドファーム出力変動が引き起こす系統の周波数変動特性を導出する。次に、電力貯蔵装置の制御系と所要 kWh 容量および所要定格出力の関係性を明らかにし、制御器に対応した kWh 容量および定格出力の適切な決定方法を構築する。そして、上記の特性とこの関係性を利用し、電力貯蔵装置の所要 kWh 容量および所要定格出力を低減するための制御系の設計法を3つ提案する。

提案手法の有効性はシミュレーションにより確認し、提案設計法により設計された制御器を持つ電力貯蔵装置は、従来の低域通過フィルタを持つものよりも、低容量・低定格出力の電力貯蔵装置で十分にウィンドファーム出力を平滑化できることを明らかにした。

Abstract

This paper proposes a novel controller design method that can smooth the wind power generation output while keeping the energy capacity and power rating of energy storage systems (ESSs) small.

Recently, wind power has been attracting much attention because of its positive effect on fossil fuel and global warming. However, wind power generation causes frequency fluctuation in power systems. Therefore, in many cases ESS is needed for smoothing the fluctuations of wind generator output. Though ESS control systems with simple low-pass filter (LPF) have been reported widely so far, controllers other than LPF have not been studied sufficiently. In addition, it is difficult to find a tight bound of energy capacity and power rating of ESS using LPF controller, because the parameter of LPF is designed by trial and error. ESS with LPF controller can suppress also the fluctuating components of wind generator output excessively which can be compensated by economic load dispatch, load frequency control and governor free control. Thus, its energy capacity and power rating are rather large. As a result, LPF controller increases the system cost. In order to improve the performance of ESS controlled with the conventional LPF, this paper proposes novel controllers and constructs design method for the controllers which reduce energy capacity and power rating of ESSs.

Specifically, first, analysis of the frequency fluctuation characteristics of power system with the wind power generation is carried out in order to realize a pin-point smoothing. Then, the relations between controller and energy capacity/power rating of ESSs are disclosed through the worst-case study. Finally, using these results, three design methods are proposed so as to achieve the reduction of energy capacity and power rating of ESSs. It is shown via simulation analysis using real wind speed data that the proposed ESS system can suppress the frequency fluctuations of power system effectively in spite of having smaller energy capacity and power rating.

目次

第1章	緒言	1
1.1	背景	1
1.2	目的	5
1.3	本論文の構成	6
第2章	電力システム	7
2.1	はじめに	7
2.2	風力発電機	7
2.2.1	風力発電の原理 [30], [31]	7
2.2.2	風力発電機の種類	8
2.2.3	風車モデル	10
2.2.4	MPPT 制御	11
2.2.5	風力発電機のモデル	13
2.3	電力系統	15
2.3.1	系統モデル	15
2.3.2	発電機の運動方程式 [3]	17
2.3.3	発電機群の縮約 [3], [39]	19
2.3.4	周波数変動	20
2.3.5	電力系統の周波数制御 [3], [40]	23
2.3.6	火力発電機における周波数制御 [40]	25
2.3.7	水力発電機における周波数制御	26
2.3.8	プラントモデル	27
2.3.9	周波数解析モデル	30
2.3.10	電力系統の周波数応答解析 [5], [6], [42], [43]	31
第3章	LPF 制御系によるウィンドファーム出力平滑化電力貯蔵システム	34
3.1	はじめに	34
3.2	LPF 制御系による WF 出力平滑化	36

3.3	残存容量の適正範囲	38
3.4	残存容量フィードバック制御	39
第4章	電力貯蔵装置の所要 kWh 容量および出力定格決定法	44
4.1	はじめに	44
4.2	制御系フィルタと所要 kWh 容量の関係	44
4.3	制御系フィルタと所要定格出力の関係	48
第5章	電力システムの周波数特性を利用した電力貯蔵装置制御系設計	50
5.1	はじめに	50
5.2	ノッチフィルタ制御系	50
5.2.1	ノッチフィルタによる WF 出力平滑化	51
5.2.2	所要 kWh 容量および所要定格出力	52
5.2.3	ノッチフィルタの設計指針	53
5.2.4	設計例	55
5.3	数値最適化手法を用いたフィルタ設計法	59
5.3.1	設計手順	59
5.3.2	設計例	61
5.4	H_{∞} 制御による電力貯蔵装置制御系設計法	67
5.4.1	H_{∞} 制御による制御器設計	68
5.4.2	設計例	70
5.5	設計法の比較	74
第6章	計算機シミュレーション	78
6.1	シミュレーション条件	78
6.2	Case 1	82
6.3	Case 2	88
6.4	Case 3	104
第7章	結言	107
	謝辞	110
	参考文献	111
	研究業績	118

第1章 緒言

1.1 背景

現代社会において電力は人々の豊かな生活を支えるために必要不可欠であり、電力の安定供給は重大な課題である。近年、化石燃料の枯渇や地球温暖化などの問題に伴い、二酸化炭素を排出せず、燃料を必要としない太陽光発電や風力発電などの再生可能エネルギーを利用した発電方式が注目を集めている。中でも風力発電は比較的高効率・大規模化が容易であるといった特徴を有しており、Fig. 1.1の各年に導入された風力発電の設備容量、およびFig. 1.2の累積導入量が示すように、風力発電の導入量は年々増加している。また、これらの図から今後も更なる風力発電の導入拡大が期待されていることがわかる。

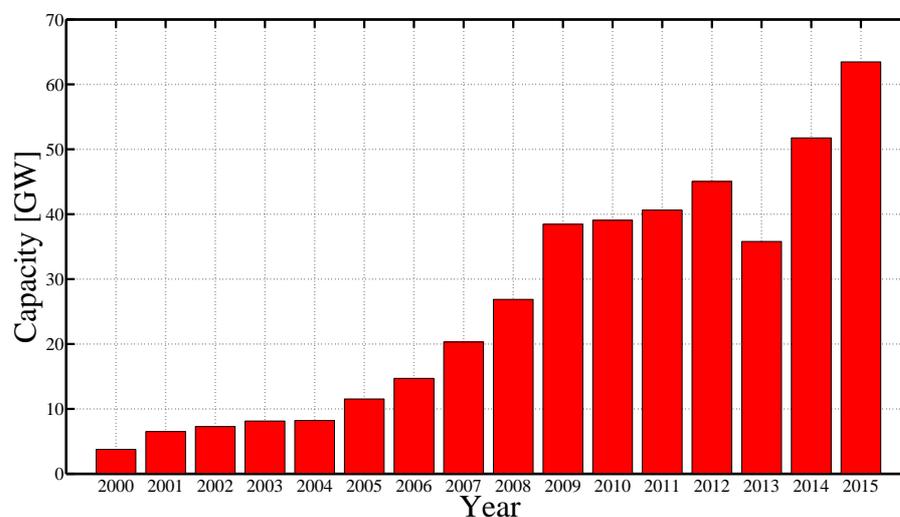


Fig 1.1: Global annual installed wind capacity 2000–2015[1].

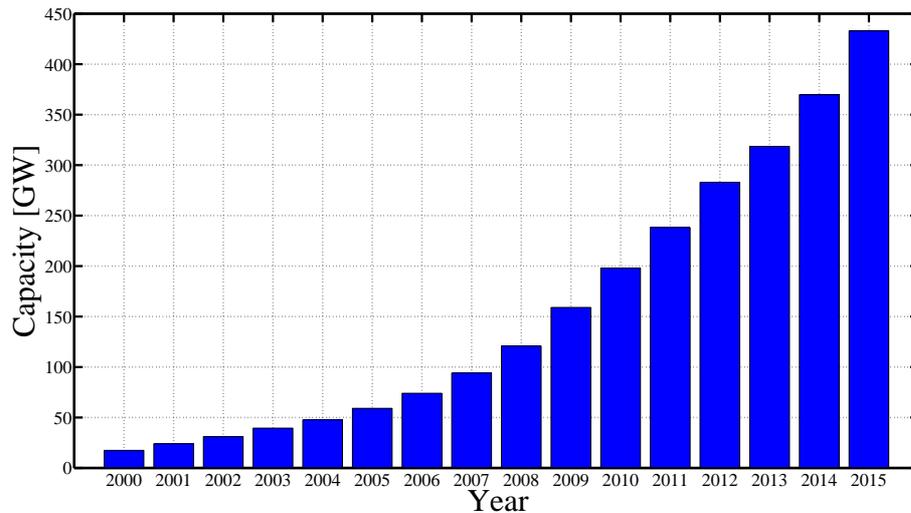


Fig 1.2: Global cumulative installed wind capacity 2000–2015[1].

一方で、風力発電の出力は風況によって変化するため、完全に予測することは困難である。また、その変動電力は他の再生可能エネルギーを用いた発電方式に比べ大きい。通常、電力の需給バランスは系統を構成する火力・水力発電機などが出力調整を行うことにより実現されるが、予測困難な変動電源である風力発電が大量導入された場合、風力発電機の変動電力が大きいため、火力・水力発電機の出力調整範囲を超えてしまい、電力系統の周波数変動や電圧変動が発生し電力品質の低下が懸念される [2]–[6]。特に、離島や日本のような小規模の電力系統では、系統定数が小さいため周波数変動が生じやすく、風力発電によって引き起こされる周波数変動は深刻な問題である [7]–[11]。周波数維持は電力の安定供給の観点から重要な要素であり、以下に示すように需要家側および系統運用側の両方の観点から抑制することが求められている [2]。

- 需要家側：周波数が変化すると、コンデンサやモータを使用した機器に影響を及ぼす。特に製紙工場や繊維工場において、周波数の規定値保持が求められる。
- 系統運用側：電力会社間での連系線潮流制御、火力発電所のタービン翼の振動発生防止と安定度、発電機・変圧器の過励磁による鉄心などの過熱、ボイラ・タービン系における熱応力問題、などから周波数を規定値に維持することが求められる。

今日では、需要家側から見た場合、インバータなどの電力変換器を用いて多くのモータが駆動されるため、周波数が一定に保たれている必要性は以前ほど大きくはない。しかし、系統運用側から見た場合、周波数変動は大規模停電に至る危険性も含んでおり、風

力発電の大量導入に伴う周波数変動の対策は風力発電のさらなる導入拡大を実現するためには、欠くことのできない課題である。

風力発電の導入拡大に伴う周波数変動対策に関してはこれまで多くの検討が行われている。代表的なものとしては、

- 1) 風力発電機のピッチ角制御による出力平滑化
- 2) 風力発電機の慣性エネルギーを用いた出力平滑化
- 3) 電力貯蔵装置を用いる方法

がある。

本来、ピッチ角制御は定格風速以上の風が風車に吹いた場合に風力発電機が過回転するのを防止するために使用されるが、1)の手法は定格風速以外においても、ピッチ角を操作し積極的に風を逃がすことで発電機出力を抑制する方法である。これまで、フィードフォワード制御を導入したピッチ角制御[12]、ウィンドシェアの効果とパラメータ測定誤差を考慮したピッチ角制御[13]、ウィンドファームの出力電力をピッチ角制御により平滑化する方法[14]、巻線型誘導発電機と電力変換器から成る可変速風力発電機を対象にピッチ角制御により出力調整する方法[15]、[16]など、風力発電機のピッチ角制御による出力変動の抑制法は数多く検討されている。しかし、これらの方法は、上述したように風を逃がすことにより出力の平滑化を行うため、風力発電機自体の大幅な効率低下は避けることができない。

これに対し近年、可変速風力発電機に対して、風車自身の慣性エネルギーを利用し発電機出力の変動を抑制する2)の方法が研究されている。システムの周波数変動を風力発電機の慣性エネルギーを用いて抑制する方法[17]、移動平均を用いて風力発電機出力から変動電力を抽出し、慣性エネルギーを用いて補償する方法[18]、複数台の風力発電機の協調制御により、ならし効果を陽に考慮するとともに、等価的に利用可能な慣性エネルギーを増加させる方法[19]、ノッチフィルタを用いて特定のウィンドファーム出力変動を取り除く方法[19]、最適化計算を用いて効率と平滑化のトレードオフを陽に考慮する手法[20]などのように、風力発電機の慣性エネルギーを用いる手法もいくつか報告されている。しかしながら、風力発電機の蓄積エネルギー定数は約6sとそれほど大きくないため、変動電力を補償できる量にも限界がある[21]。したがって、さらなる風力発電機を電力システムに導入するためには、これらの手法だけでは不十分である。

風力発電の導入拡大を実現するために、電力貯蔵装置(蓄電池、フライホイール、超伝導エネルギー貯蔵装置など)に期待が集まっている[22]–[24]。電力貯蔵装置の利用は上述した2つの方法に比べ、システム効率、大容量といった観点から、電力システムに風力発電の連系量を増やすための現実的な方法である。

電力貯蔵装置を用いたシステムとしては、大きく分けて Fig. 1.3 に示すウィンドファームに電力貯蔵装置を併設し出力平滑化を行うことで間接的に周波数変動を抑制するシステムと Fig. 1.4 に示す電力貯蔵装置を電力系統に接続し周波数変動を直接抑制するシステムに分類される [25]. Fig. 1.5 および Fig. 1.6 にそれぞれのシステムの制御ブロックの例を示す [25]. Fig. 1.4 の周波数変動を直接制御するシステムに比べ、Fig. 1.3 の併設型システムは、構成の簡単さから、これまで数多くの検討がされ、実証研究も行われてきた [22]–[29]. しかしながら、これまでの検討は Fig. 1.5 の電力貯蔵装置の制御器 (フィルタ) において、低域通過特性を持つものしか検討されておらず、限定的な議論しか行われてこなかった. 加えて、そのフィルタのパラメータは試行錯誤的に設計されているため、それに付随する電力貯蔵装置の kWh 容量および定格出力についても適切な値に設計することは困難である. したがって、場合によっては過剰な電力貯蔵装置を用いてしまい、コストの増加が懸念される. また、低域通過フィルタ (Low Pass Filter: LPF) を制御器に持つ電力貯蔵装置は、電力系統の周波数制御で対応可能なウィンドファーム出力変動までも過剰に抑制するため、必要以上に電力貯蔵装置が大型化する可能性がある. 電力貯蔵装置は非常に高価であるため、さらなる風力発電の発展のためには、コスト削減の観点から電力貯蔵装置の設備容量小型化に関する技術開発は急務である. よって、電力貯蔵装置の kWh 容量および出力定格を適切に決定する方法、および、これらを低減するために、低域通過フィルタから脱却した、広いクラスの制御器設計法の構築は風力発電導入拡大に対する必須事項である.

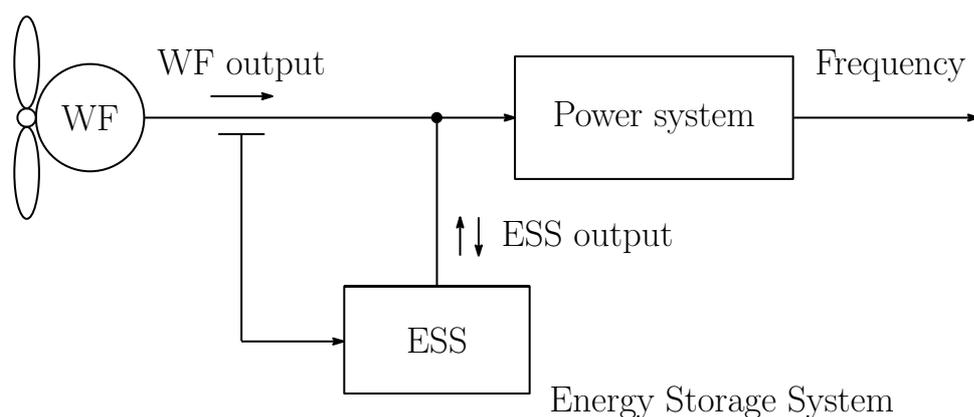


Fig 1.3: Example of smoothing of WF output by ESS.

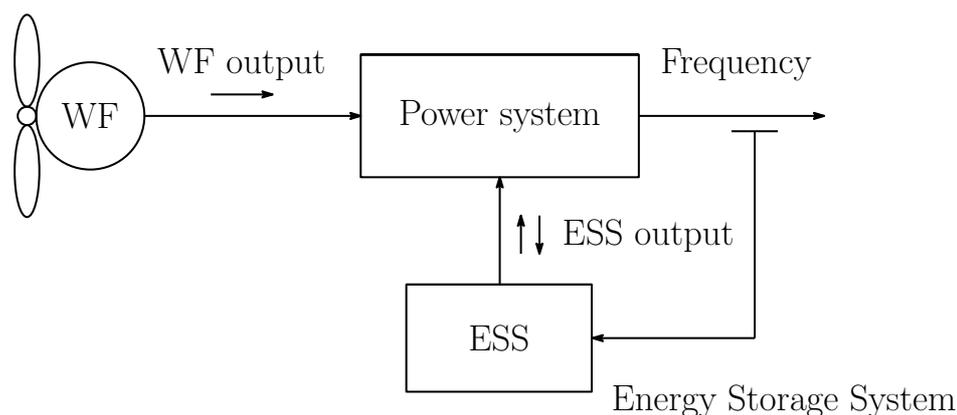


Fig 1.4: Example of frequency control by ESS.

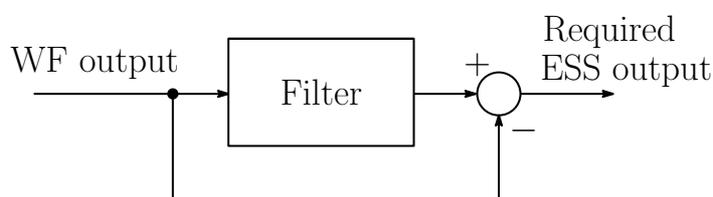


Fig 1.5: Block diagram of the suppression control of output fluctuation.

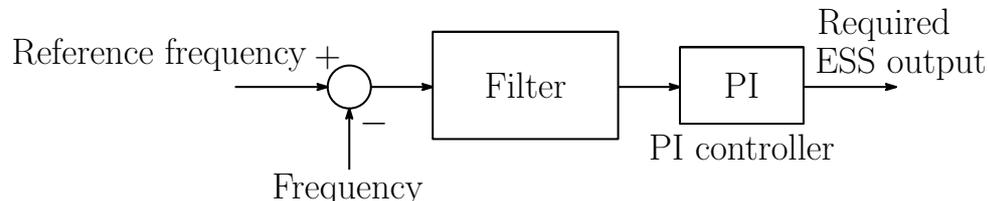


Fig 1.6: Block diagram of the suppression control of frequency fluctuation.

1.2 目的

1.1 節で述べた背景から，本論文では風力発電の導入拡大に貢献することを目的とし，それを実現するべく，具体的に以下の課題の解決を目指す．

1. ウィンドファーム出力変動成分の内，電力系統の周波数制御では対応できない変動成分のみをピンポイントで抑制する電力貯蔵装置制御系を構築するために，系統の周波数変動特性の解析．
2. WF に電力貯蔵装置が併設されたシステムにおいて，電力貯蔵装置の制御系と所要 kWh 容量および所要定格出力の関係性を明らかにし，制御器に対応した kWh 容量および定格出力の適切な決定方法の構築．

3. 上記の系統の周波数変動特性および kWh 容量・定格出力決定方法を利用し，電力貯蔵装置の所要 kWh 容量および所要定格出力を最小化する制御系の設計法の構築.

本論文では以上の検討を行い，その結果をシミュレーションによって確認した.

1.3 本論文の構成

第1章では背景と目的を述べた.

第2章では本論文で用いた風力発電機モデルについて，その性質を交え説明する. また，風力発電機が電力系統の周波数変動を引き起こす原因を説明し，系統を構成する火力・水力発電機による周波数制御について述べる. そして，電力系統モデルについて説明し，系統に接続されたウィンドファームの出力変動と系統の周波数変動の関係を明らかにする.

第3章では従来提案されている，LPF 制御系を持つ電力貯蔵装置をウィンドファームに併設したシステムについて，問題点を交えながら説明する.

第4章では，これまで明らかにされていなかった，電力貯蔵装置の制御系と所要 kWh 容量および所要定格出力の関係を明らかにする.

第5章では，第2章で得られた系統の周波数変動特性，および第4章で明らかにした関係性を利用した新しい電力貯蔵装置制御系設計法を3つ提案する. そして，各提案設計法により設計された制御器を持つ電力貯蔵装置の性能指数を比較し，各設計法の特徴を述べる.

第6章では，第5章で提案設計法の有効性をシミュレーションより確認する.

第7章は本論文のまとめである.

第2章 電力システム

2.1 はじめに

電力システムは、火力・水力発電機、送電線、変電所など様々な要素から構成されている。本章では、まず電力システムに導入拡大が期待されている風力発電機について説明する。次に、風力発電機の導入拡大に伴う、周波数変動が生じる原因を火力・水力発電機の観点から説明する。そして、火力・水力発電機で行われている周波数制御について述べ、最後にウィンドファームの出力変動がもたらす、システムの周波数変動特性を導く。

2.2 風力発電機

2.2.1 風力発電の原理 [30], [31]

風力発電機は風が持つ運動エネルギーを利用し、風車により発電機を回転させることで発電を行う。質量 m [kg]、速度 V [m/s] の物体が持つ運動エネルギー E [J] は

$$E = \frac{1}{2}mV^2 \quad (2.1)$$

であるから、密度 ρ [kg/m³]、体積 AL [m³] (面積 A [m²]×距離 L [m]) の空気が速度 V で移動するときのエネルギー、すなわち風が持つエネルギー E_W [J] は空気が距離 L を通過するのに要する時間を t [s] とすると

$$\begin{aligned} E_W &= \frac{1}{2}\rho ALV^2 \\ &= \frac{1}{2}\rho AV^3t \end{aligned} \quad (2.2)$$

となる。したがって、単位時間に面積 A を通過する風のパワー P_W [W] は

$$P_W = \frac{1}{2}\rho AV^3 \quad (2.3)$$

となる。

風車ブレードの長さを R とすると、風車の回転面積は πR^2 となる。ここで、風車により取り出すことのできる単位時間当たりのエネルギーを機械的出力 P_m とすると、(2.3) 式より P_m は

$$P_m = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 V^3 C_p(\lambda, \beta) \quad (2.4)$$

となる。ただし、 $C_p(\lambda, \beta)$ は風車効率(変換効率)であり、周速比 $\lambda = \omega_r R / V$ (ω_r は風車回転速度) および、風車ブレードのピッチ角 β の関数である。この値は理論上 0.593 を超えないことが知られており、一般に 0.2 ~ 0.45 の間の値を最大値に取る。後述するように可変速風力発電機は一般にこの風車効率が最大となるように制御される¹。

機械エネルギーから電気エネルギーの変換の際に発生する損失を無視した場合、風力発電機が発電可能な電氣的出力 P_e は(2.4) 式より

$$P_e = P_m = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 V^3 C_p(\lambda, \beta) \quad (2.5)$$

となる。上式から、風力発電機の出力は風速の 3 乗に比例することがわかる。

2.2.2 風力発電機の種類

Figs 2.1 に示すように、大型風力発電機は大きく分けて、かご型誘導発電機 (Squirrel-Cage Induction Generator: SCIG) を用いた固定速風力発電機と二重給電誘導発電機 (Doubly Fed induction Generator: DFIG) または永久磁石同期発電機 (Permanent Magnet Synchronous Generator: PMSG) を用いた可変速風力発電機に分類される²。

SCIG は構造が簡単であるといったメリットを有するが、系統に直接接続されるため、発電機回転数は電力系統の周波数に依存する。したがって、効率の低下や出力変動³の問題から、2 MW クラスの大型風力発電機には使用されなくなった。

可変速風力発電機は電力変換器を用いて系統に連系されているため、系統周波数とは独立に発電機回転数を制御することができる。(2.4) 式からわかるとおり、発電機の回転数を $C_p(\lambda, \beta)$ が常に最大となるように制御することで、風からの取得エネルギーが最大となる MPPT (Maximum Power Point Tracking) 運転が可能となる。

¹1.1 節で述べたように、ピッチ角制御や風車の運動エネルギーを利用し、風車出力の平滑化を行うと C_p が低下するため、風から得られるエネルギーが減る。

²大型風力発電機において、かご型誘導発電機を用いた可変速風力発電機や励磁装置を備えた同期発電機を用いる風力発電機も存在する。

³変動風速から得たエネルギーをそのまま出力変動として放出することで、回転速度を一定に保つため、可変速風力発電機よりも出力の変動が大きい。

DFIG は大型風力発電機に最も使用されている発電機である。Rotor Side Converter: RSC および Grid Side Converter: GSC により可変速運転が可能であり、高効率であることや有効電力と無効電力を独立に制御することができる。また、PMSG に使用されるコンバータは発電機定格と等しい容量が必要であるが、DFIG に使用される RSC および GSC の容量は発電機定格の約 30% で良いため、PMSG よりも低コストである [32]。

PMSG も DFIG 同様、Stator Side Converter: SSC および GSC を用いて電力系統に連系されているため、可変速運転が可能である。また、上記のとおり、DFIG よりも高コストであるが、多極化することで、ギアレス化することができる [30]。

本論文では可変速風力発電機を対象に議論を進める。

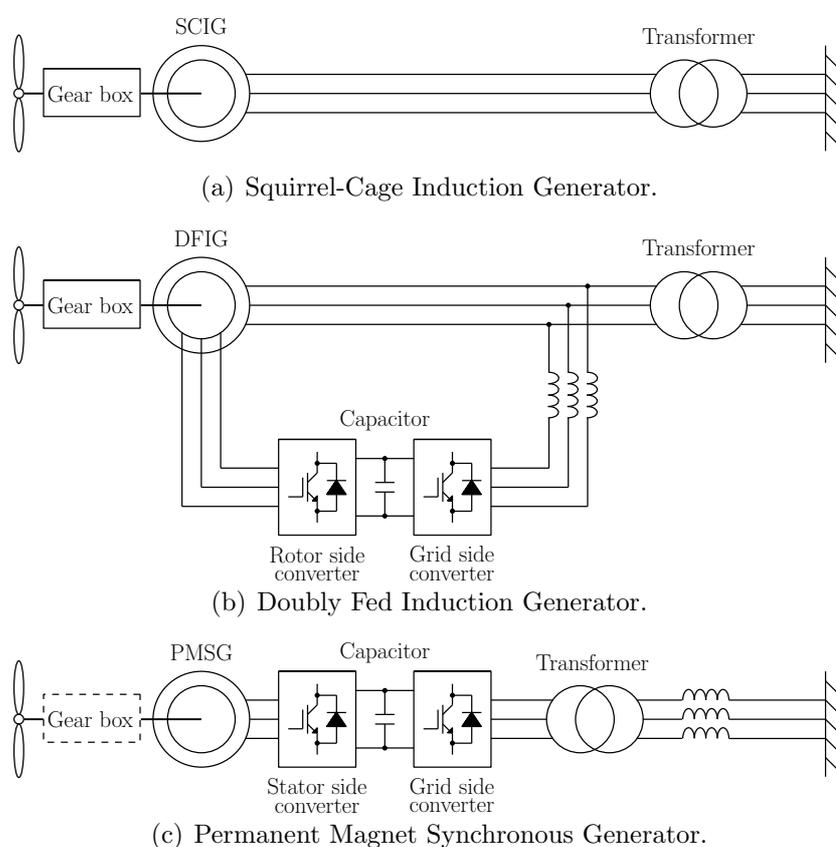


Fig 2.1: Wind generator types.

2.2.3 風車モデル

本論文で用いた可変速風力発電機の風車モデルの出力特性式を以下に示す [31].

$$P_{wt} = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 V^3 C_p(\lambda, \beta), \quad (2.6)$$

$$C_p(\lambda, \beta) = c_1 \left(\frac{c_2}{\lambda_i} - c_3 \beta - c_4 \right) e^{-\frac{c_5}{\lambda_i}} + c_6 \lambda, \quad (2.7)$$

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda - 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1}, \quad (2.8)$$

$$\lambda = \frac{\omega_r R}{V}. \quad (2.9)$$

ただし、各変数の意味は以下のとおりである.

P_{wt} : 風から取得できるパワー [W]

$C_p(\lambda, \beta)$: 出力係数 (風車効率)

λ : 周速度比

β : 風車ブレードピッチ角 [deg]

ω_r : 風車角速度 [rad/s]

R : 風車半径

V : 風速 [m/s]

ρ : 空気密度 [kg/m³]

c_i ($i = 1, 2, \dots, 6$) : 係数

Table. 2.1 に係数 c_i の値を示す.

Table 2.1: Coefficients.

c_1	0.5176
c_2	116
c_3	0.4
c_4	5
c_5	21
c_6	0.0068

上式より、風から得られるパワー (出力係数) は回転数、風速、ピッチ角に左右されることがわかる。また、(2.6) 式からわかるとおり、 P_{wt} は風速の3乗に比例するため、風速の変動は風力発電機の出力変動に大きく影響を与える。

2.2.4 MPPT 制御

本項では、風からの取得エネルギー (出力係数) が最大となるように制御を行う、MPPT 制御について説明する. (2.6), (2.7), (2.8), (2.9) 式からわかるとおり, 風から得られるパワー (出力係数) は回転数, 風速, ピッチ角の関数となっている. 通常, 定格風速以下ではピッチ角は動作しないため, P_{wt} は回転数と風速の関数となる. また, 風速は制御することができないことを踏まえると, MPPT 運転を達成するためには回転数⁴ を制御する必要がある.

(2.6) 式を p.u. 値 (正規化) にすると

$$\begin{aligned} P_{wt}^{\circ} &= \frac{1}{2}\rho\pi R^2 V^3 C_p(\lambda, \beta) / \frac{1}{2}\rho\pi R^2 V_n^3 C_{pn} \\ &= \frac{C_p(\lambda, \beta) V^3}{C_{pn} V_n^3} \\ &= C_p^{\circ}(\lambda, \beta) \cdot V^{\circ 3} \end{aligned} \quad (2.10)$$

となる. ここで, 上付き \circ は p.u. 値, そして下付き n は定格を意味する. なお, 最適出力係数 $C_{p-opt} = C_{pn}$ としている. MPPT 制御を達成するために, $C_{pn} = C_p(\lambda, \beta)$ となる最適周速比 λ_{opt} (最適回転数 ω_{r-opt}) を導出する. λ_{opt} は以下の方程式を λ について解くことで求めることができる. ただし, $\beta = 0$ としている.

$$\frac{dC_p(\lambda, 0)}{d\lambda} = \left(\frac{c_2 c_5}{\lambda} - c_4 c_5 - 0.035 c_2 c_5 - c_2 \right) \frac{c_1 e^{c_5(0.035 - \frac{1}{\lambda})}}{\lambda^2} + c_6 = 0. \quad (2.11)$$

ニュートン法より上式を満たす 1 つの実数解を求めると $\lambda_{opt} \approx 8.1$ となる. (2.8) 式に λ_{opt} を代入し最適出力係数を求めると

$$\begin{aligned} C_{p-opt}(\lambda_{opt}, 0) &= c_1 \left(\frac{c_2}{\lambda_i} - c_3 \beta - c_4 \right) e^{c_5/\lambda_i} + c_6 \lambda_{opt} \\ &\approx 0.48 \end{aligned} \quad (2.12)$$

となる. 以上より, 周速比 λ を 8.1 に保つことで, $C_p(\lambda_{opt}, 0) \approx 0.48$ となるため, 風からの取得エネルギーが最大となる. 一方, MPPT 運転が達成されている場合の風から得ら

⁴厳密には発電機出力を目標値に制御することにより, 回転数を制御する.

れるパワー P_{wtm}° は (2.10) 式および $\lambda_{\text{opt}} = \omega_{\text{r-opt}} R/V = \omega_{\text{rn}} R/V_n$ より

$$\begin{aligned} P_{\text{wtm}}^\circ &= \frac{1}{V_n^3} \cdot V^3 = V^{\circ 3} \\ &= \frac{1}{\omega_{\text{rn}}^3} \cdot \omega_{\text{r-opt}}^3 = \omega_{\text{r-opt}}^{\circ 3} \end{aligned} \quad (2.13)$$

となる。上式より、発電機回転数が $\omega_{\text{r-opt}}$ に制御されているとき、風力発電機の効率は最大となることがわかる。

MPPT 運転を達成するためには、上述したように最適周速比を保つように風力発電機の回転数を制御する必要がある。発電機の回転数は発電機出力を増減することによって制御が可能である。MPPT 運転を達成するための風力発電機出力目標値 (p.u. 値) P_{wtref}° を以下で与えた場合について考える。

$$P_{\text{wtref}}^\circ = \begin{cases} 0 & : \omega_r^\circ < 0.4 \\ \frac{1}{\omega_{\text{rn}}^3} \cdot \omega_r^3 = \omega_r^{\circ 3} & : 0.4 \leq \omega_r^\circ \leq 1 \\ 1 & : \omega_r^\circ > 1 \end{cases} \quad (2.14)$$

なお、回転数 1 p.u. 以上ではピッチ角が起動し発電機出力は 1 p.u. に保たれる。したがって、発電機出力目標値は最大 1 p.u. としている。また、風力発電機は風速が 4 ~ 5 m/s から発電し始めるため、それ以下の風速では発電機出力はゼロとなる。

Fig. 2.2 に、(2.10) 式から求めた発電機回転数に対する風から得られるパワーを示す。また、(2.14) 式も合わせて記述している。

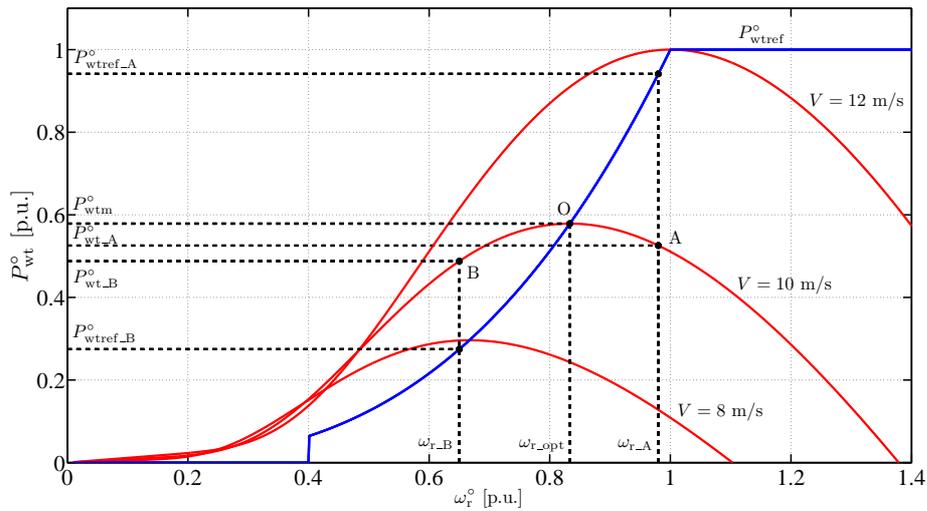


Fig 2.2: MPPT curve.

はじめに、動作点 A で発電機が運転している場合を考える。なお、風速は 10 m/s で一定とし、発電機出力は目標値に完全に追従しているものとする。Fig. 2.2 からわかるとおり、風から得られるパワーは $P_{wt_A}^{\circ}$ であり、発電機出力は $P_{wtref_A}^{\circ}$ である。このとき、 $P_{wt_A}^{\circ} < P_{wtref_A}^{\circ}$ であるため、回転数が減少し、動作点 A は O 点に向かって推移する。最終的に動作点 A が O 点になったとき $P_{wt_A}^{\circ} = P_{wtref_A}^{\circ} = P_{wtm}^{\circ}$ となるため MPPT 運転は達成される。

一方、動作点 B で発電機が運転している場合、風から得られるパワーは $P_{wt_B}^{\circ}$ であり、発電機出力は $P_{wtref_B}^{\circ}$ である。 $P_{wt_B}^{\circ} > P_{wtref_B}^{\circ}$ であるため、回転数が増加し、動作点 B は O 点に向かって推移する。最終的に動作点 B が O 点になったときに $P_{wt_B}^{\circ} = P_{wtref_B}^{\circ} = P_{wtm}^{\circ}$ となるため MPPT 運転は達成される。以上より、発電機出力を (2.14) 式より得られる出力目標値に制御することにより MPPT 運転は達成される。なお、実際の風力発電機において、風速を正確に測定することは困難であるため、(2.14) 式に示すように、風力発電機の回転数を利用して発電機出力目標値を生成する [33]。

2.2.5 風力発電機のモデル

本項では、風力発電機ドライブトレインのモデルおよびピッチ角制御系について説明し、最後に風力発電機のモデルを示す。

ドライブトレインモデル

Fig. 2.3 の風車 1 質点モデルより、風力発電機ドライブトレインのモデル化を行う。

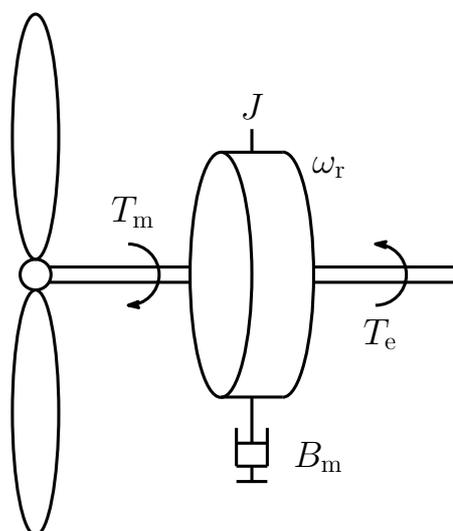


Fig 2.3: One mass model of wind turbine[34].

ただし、Fig. 2.3における各変数の意味は以下のとおりである。

J : 風車の慣性モーメント [kgm²]

T_e : 発電機の電氣的トルク [N·m]

T_m : 風車の機械的トルク [N·m]

B_m : ダンピング係数 [N·m/s]

ω_r : 風車角速度 [rad/s]

Fig. 2.3より運動方程式を立てると

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{T_e - T_m}{J} - \frac{B_m}{J}\omega_r \quad (2.15)$$

となる。ここで、摩擦等の損失は無視、すなわち $B_m = 0$ とし、単位慣性定数 H^5 を用いると上式を次のように表現できる、

$$\frac{2HP_{\text{wtn}}}{\omega_{\text{rn}}^2} \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_m. \quad (2.16)$$

ただし、 P_{wtn} は発電機定格出力である。また、定格トルク $T_n = P_{\text{wtn}}/\omega_{\text{rn}}$ より、

$$\frac{1}{\omega_{\text{rn}}} \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{2H} \frac{T_e - T_m}{T_n} \quad (2.17)$$

となる。ここで上式両辺を t について積分し、 ω_r の初期値を 0 とおくと、

$$\frac{\omega_r}{\omega_{\text{rn}}} = \frac{1}{2H} \int (T_e^\circ - T_m^\circ) dt \quad (2.18)$$

上式が求まる。最終的に左辺を p.u. 値で表現すると以下の式が導出される。

$$\omega_r^\circ = \frac{1}{2H} \int (T_e^\circ - T_m^\circ) dt. \quad (2.19)$$

ピッチ角制御系

一般にピッチ角制御は風力発電機の出力を高風速時に定格出力に制限するために用いられる。ピッチ角制御系は様々な構造があるが、本論文ではFig. 2.4に示す制御系を用いた[35]。本制御系は発電機回転数 ω_r° が定格回転数 ω_{rn}° を超えないようにPI制御器を用いてピッチ角を制御する。その結果、発電機出力は1 p.u. 以下に制御される。ピッチ角のアクチュエータは時定数 T とピッチ角のレイトリミッタを持った1次遅れとしてモデル

⁵単位慣性定数とは、 $H = \frac{1}{2}J\omega_{\text{rn}}^2/P_{\text{wtn}}$ で定義され、定格回転数時に回転体が保持している回転エネルギーが定格電気出力で何秒間分に相当するかを表す量である。次節においても説明している。

化される。なお、 β_{ref} はピッチ角の目標値である。

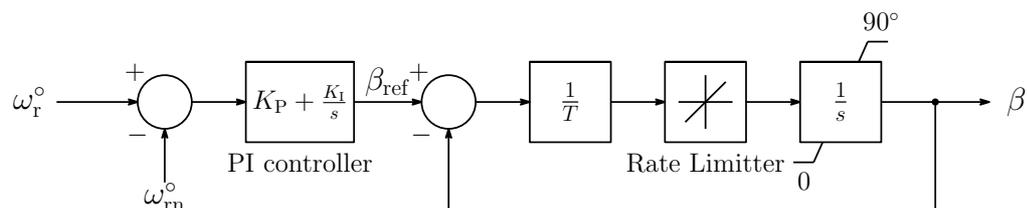


Fig 2.4: Pitch controller of wind turbine.

風力発電機機械系のモデル

これまでの結果より、本論文で用いた風力発電機機械系のモデルを Fig. 2.5 に示す。ただし、Fig. 2.5 において、 P_e は風力発電機出力 [W] である。

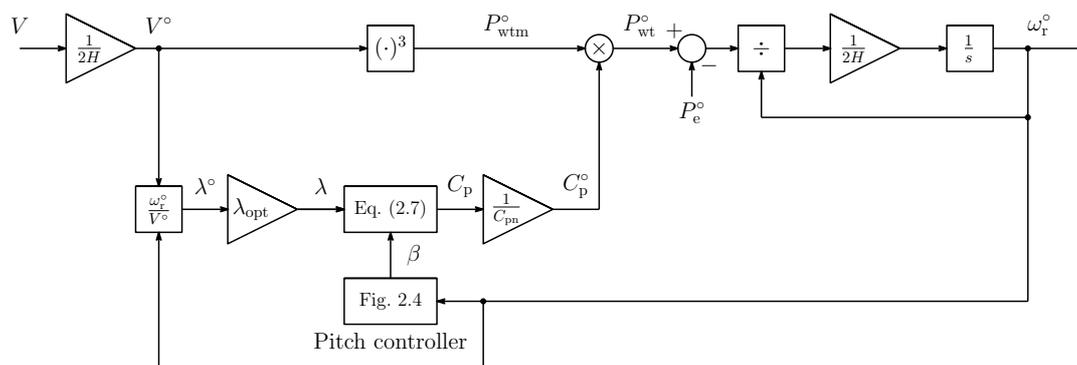


Fig 2.5: Wind generator model.

2.3 電力系統

本節では、本論文で用いた系統モデルについて、周波数変動が生じる理由や、個々の発電機で行われる周波数制御を交えて説明する。

2.3.1 系統モデル

電力系統は火力・水力発電機や変電所、需要家、送電線など様々な要素から構成されている。Fig. 2.6 に本論文で用いた電気学会 EAST10 機系統モデルを示す [36]。本システムは火力発電機 6 機、水力発電機 2 機、原子力発電機 2 機からなる総容量 82000 MVA の

モデルである。Table 2.2 に各発電機のパラメータを示す⁶。また、参考のため Table 2.3 に日本における周波数偏差目標値を記載する [37]。これによると本システムの周波数許容偏差は ± 0.2 Hz である。

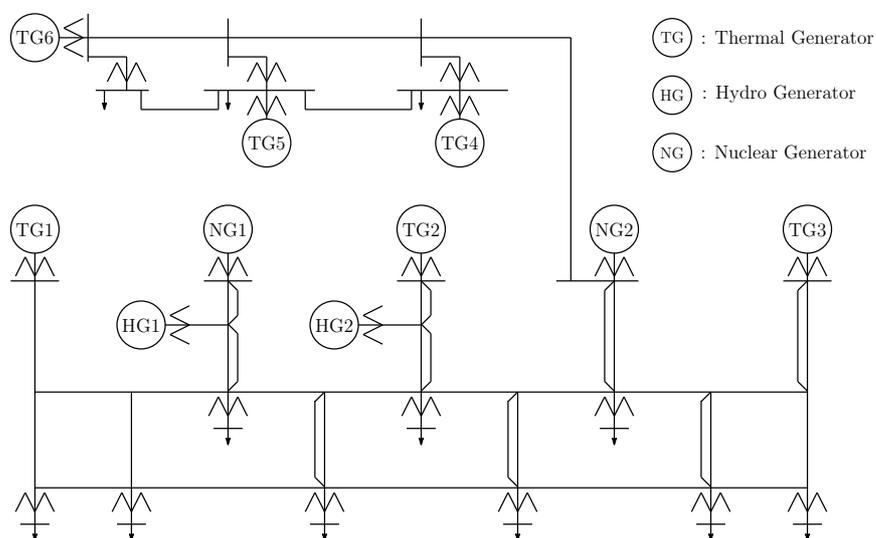


Fig 2.6: Power system model.

Table 2.2: Data of generators.

	Rated output [MW]	Inertia constant $M(= 2H)$ [s]	Load [MW]
Hydro	12000	10	80000
Thermal	48000	8	
Nuclear	22000	8	
Total	82000	—	

Table 2.3: Reference of frequency deviation in Japan.

Area	Maximum deviation [Hz]
Hokkaido area [50 Hz]	± 0.3
East area [50 Hz]	± 0.2
Middle area [60 Hz]	± 0.1 (existing prob. 95%)
West area [60 Hz]	± 0.1 (existing prob. 95%)
Okinawa area [60 Hz]	± 0.3

⁶Table 2.2 における慣性定数 M および蓄積エネルギー定数 H については後述している。

火力・水力・原子力発電機には一般に同期発電機が用いられる⁷。次項より，同期発電機の観点から電力系統において，周波数変動が生じる原因について説明する。そして，火力・水力発電機により，この周波数変動を抑制するための制御法について述べる。

2.3.2 発電機の運動方程式 [3]

本項では，電力系統の周波数変動が生じる原因を説明するために，同期発電機の動揺方程式を導出する。

Fig. 2.7 に同期発電機の回転子モデルを示す。

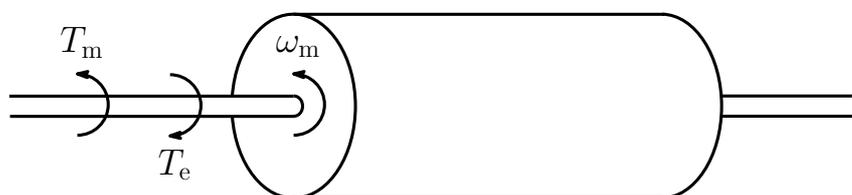


Fig 2.7: Rotor model.

ただし，Fig. 2.7における各変数の意味は

T_e : 正味の電氣的トルク [N·m]

T_m : 原動機によって供給される正味の機械的トルク [N·m]

ω_m : 回転子角速度 [rad/s]

であり，機械的トルク T_m および電氣的トルク T_e は発電機方法を正と定義している。なお，本節において，角速度および回転角の右下付き m は機械角であることを意味し，添え字がない場合は電氣角を意味している⁸。

回転子に作用するトルクは，慣性モーメントと角加速度の積に等しいことから，以下の方程式で記述される。

$$J \frac{d^2 \theta_m}{dt^2} = T_m - T_e. \quad (2.20)$$

ただし，

J : 回転子を含む回転系の全慣性モーメント⁹ [N·m]

θ_m : 固定軸に対する回転子機械角 [rad]

⁷可変速揚水発電機には巻線型誘導機が使用される。

⁸電氣角を発電機の極対数で除したものを機械角と呼ぶ。

⁹発電機回転系は回転子だけでなく，回転主軸やタービンなどが一体となって回転する系を指すが，本論文では簡単化のため回転子のみを代表として取り扱う。

t : 時間 [s]

である。

上式からわかるとおり、 T_m と T_e は等しいとき、発電機は一定速度で回転することがわかる。発電機が正常に運転している場合において、この一定速度を同期速度という。電力系統を構成する同期機は定常状態において、すべて同期速度で回転している。

θ_m は固定子の静止基準軸に対して測られる回転子の絶対回転角である。そのため、 θ_m は一定な同期速度と時間の積で表され、時間と共に連続的に増加する。また、同期速度で回転する回転軸に対して測られる回転子の相対回転角を δ_m [rad] で表し、同期速度を ω_{sm} [rad/s] と定義すると、 θ_m と δ_m の間には次の関係が成り立つ。

$$\theta_m = \omega_{sm}t + \delta_m. \quad (2.21)$$

上式を時間に関して2回微分すると、

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \omega_{sm} + \frac{d\delta_m}{dt}, \quad (2.22)$$

$$\frac{d^2\theta_m}{dt^2} = \frac{d^2\delta_m}{dt^2} \quad (2.23)$$

となる。(2.23) 式を (2.20) 式に代入すると、

$$J \frac{d^2\delta_m}{dt^2} = T_m - T_e \quad (2.24)$$

となる。ここで、(2.22) 式の絶対回転角速度 $d\theta_m/dt$ を ω_m とおき、(2.24) 式の両辺に乗じると、

$$J\omega_m \frac{d^2\delta_m}{dt^2} = P_m - P_e \quad (2.25)$$

となる。

ただし、

P_m : 発電機への機械的入力 [W]

P_e : 発電機から系統へ供給される電気的出力 [W]

であり、 $P_m = \omega_m T_m$ および $P_e = \omega_m T_e$ の関係を利用した。

(2.25) 式の係数 $J\omega_m$ は回転子の角運動量であり、同期速度 ω_{sm} において、これを慣性定数 $M (= J\omega_{sm})$ と呼ぶ。(2.25) 式は慣性定数 M を用いて次のように表される。

$$M \frac{d^2\delta_m}{dt^2} = P_m - P_e \quad (2.26)$$

なお、上式において、回転子の絶対回転角速度 ω_m はあらゆる運転状態において同期速度 ω_{sm} とは限らないので、 M は厳密な意味において定数ではない。しかしながら、実際の問題においては ω_m は発電機が定常運転されているときには同期速度とほとんど同じであるため、 $M = J\omega_{sm}$ としている。また、(2.27) 式で定義される蓄積エネルギー一定数 H を用いると (2.26) 式は (2.28) 式のように記述される¹⁰。

$$H = \frac{\text{同期速度において回転系に蓄積される回転運動エネルギー [MJ]}}{\text{同期機の定格容量 } S \text{ [MVA]}}$$

$$= \frac{\frac{1}{2}J\omega_{sm}^2}{S} = \frac{\frac{1}{2}M\omega_{sm}}{S}. \quad (2.27)$$

$$\frac{2H}{\omega_{sm}} \frac{d^2\delta_m}{dt^2} = \frac{P_m - P_e}{S}. \quad (2.28)$$

(2.28) 式を電気角および p.u. 値として表現すると、

$$\frac{2H}{\omega_s} \frac{d^2\delta}{dt^2} = P_m^\circ - P_e^\circ \quad (2.29)$$

となる。(2.29) 式は同期機の動揺方程式といい、安定度解析における同期機の回転子の運動を表す方程式である。この2階の微分方程式は以下に示す、2つの1階の方程式として書き表される。

$$\frac{2H}{\omega_s} \frac{d\omega}{dt} = P_m^\circ - P_e^\circ, \quad (2.30)$$

$$\frac{d\delta}{dt} = \omega - \omega_s. \quad (2.31)$$

ただし、 ω は相対角速度 [rad/s] である。

2.3.3 発電機群の縮約 [3], [39]

前項では同期発電機1台の場合に対する動揺方程式を与えた。本項では多数台の同期発電機を等価的に1台の同期発電機として取り扱う方法を説明する。複数台の同期発電機が等価的に1台の等価発電機として表されるならば、この発電機群に対する、1つの動揺方程式を与えることが可能となり、解析を簡便なものにできる。

¹⁰蓄積エネルギー一定数は、定格回転時に回転体が保持しているエネルギーが定格皮相電力と数値的に等しい電気出力の何秒間分に相当するかを表す量である [38]。

系統に接続されている n 台の同期発電機に対する動揺方程式はそれぞれ

$$\begin{aligned}\frac{2H_1}{\omega_s} \frac{d^2\delta_1}{dt^2} &= P_{m1}^\circ - P_{e1}^\circ, \\ \frac{2H_2}{\omega_s} \frac{d^2\delta_2}{dt^2} &= P_{m2}^\circ - P_{e2}^\circ, \\ &\vdots \\ \frac{2H_n}{\omega_s} \frac{d^2\delta_n}{dt^2} &= P_{mn}^\circ - P_{en}^\circ\end{aligned}$$

と記述される。なお、添え字 $1, 2, \dots, n$ は各発電機に対応する量を表している。ここで、系統に連系されたすべての同期発電機は完全に同期して運転していると仮定し¹¹、各 p.u. 値のベース値は等しい値を用いているとする。そのとき、相対回転角 $\delta_1, \delta_2, \dots, \delta_n$ は共通となるため、これを δ とおき、全ての方程式を合算すると、次の結果を得る。

$$\frac{2H'}{\omega_s} \frac{d^2\delta}{dt^2} = P_m^{\circ'} - P_e^{\circ'} \quad (2.32)$$

ただし、

$$H' = H_1 + H_2 + \dots + H_n$$

$$P_m^{\circ'} = P_{m1}^\circ + P_{m2}^\circ + \dots + P_{mn}^\circ$$

$$P_e^{\circ'} = P_{e1}^\circ + P_{e2}^\circ + \dots + P_{en}^\circ$$

である。

また、(2.30) 式と同様に (2.32) 式を 2 つの 1 階の方程式として書き表すと、

$$\frac{2H'}{\omega_s} \frac{d\omega}{dt} = P_m^{\circ'} - P_e^{\circ'}, \quad (2.33)$$

$$\frac{d\delta}{dt} = \omega - \omega_s \quad (2.34)$$

が得られる。(2.32) 式は (2.30) 式と同じ形で、発電機群の動揺方程式を表すことになる。

2.3.4 周波数変動

本項では、動揺方程式を基に、風力発電の導入拡大により、電力系統の周波数変動が生じる理由について説明する。

はじめに、Fig. 2.8 に示すように、同期発電機に負荷が接続された簡単なモデルを考える。本項における議論は前項で説明したとおり、複数台の同期発電機が接続された電力

¹¹ 発電機群が完全に同期速度で回転しているという意味ではない。

系統に対しても成り立つものである。また、負荷では P_e° が消費されているものとする。
 ここで、(2.30) 式を ω について解くと以下となる。

$$\begin{aligned}\frac{1}{\omega_s} \int_0^\omega d\omega &= \frac{1}{2H} \int_0^t (P_m^\circ - P_e^\circ) dt, \\ \frac{\omega - \omega_s}{\omega_s} &= \frac{1}{2H} \int_0^t (P_m^\circ - P_e^\circ) dt.\end{aligned}\quad (2.35)$$

なお、 ω の初期値は同期速度 ω_s としている。(2.35) 式の左辺は同期速度と相対角速度の相対誤差であり、右辺は同期発電機のエネルギーの収支を意味している。もし、 P_m° と P_e° が等しい、すなわち発電機への機械的入力と負荷での消費電力が等しいならば、(2.35) 式の右辺はゼロとなる。したがって、相対角速度 ω は同期速度 ω_s と等しくなり、発電機は同期速度で回転していることを意味する。また、周波数 f [Hz] と定義すると、 $\omega = 2\pi f$ より、周波数もまた一定である。

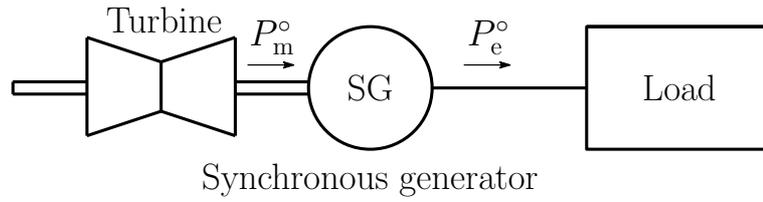


Fig 2.8: Synchronous generator with constant load.

一方、Fig. 2.9 に示すように負荷が変動する場合について考える。ここで、負荷の消費電力を $P_e^\circ = P_{\text{const}}^\circ + \Delta P^\circ$ のように、一定量 P_{const}° と変動量 ΔP° の和で表現する。このとき、発電機の機械的入力は一定量 P_{const}° であるとすると、(2.35) 式は

$$\frac{\omega - \omega_s}{\omega_s} = -\frac{1}{2H} \int_0^t \Delta P^\circ dt \quad (2.36)$$

となる。上式からわかるとおり、相対角周波数 ω は ΔP° の値により変化する。したがって、負荷変動により周波数は変化する。しかしながら、同期発電機も負荷変動に合わせて機械的入力を変化させ、常に $P_m^\circ = P_{\text{const}}^\circ + \Delta P^\circ$ とすることで、周波数が変動することを防ぐことができる。一般の電力系統において、負荷変動はそれほど大きくないため、発電機の機械的入力を、後述するガバナフリー運転や負荷周波数制御を用いて調整することにより十分対応することができる。

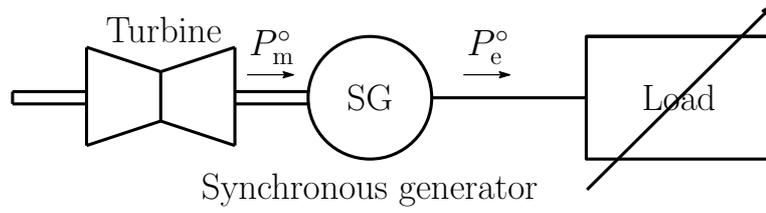


Fig 2.9: Synchronous generator with fluctuating load.

次に，Fig. 2.10 に示すように風力発電機が接続されている場合について考える．ここで，風力発電機出力 P_{wt}^o を観測 (予測) 可能な一定量 $P_{wt_const}^o$ と予測不可能な短周期変動量 ΔP_{wt}^o に分ける．Fig. 2.10 より， $P_e^o = P_{const}^o - P_{wt_const}^o - \Delta P_{wt}^o$ であり， ΔP_{wt}^o の値は予測することができないため，タービンは同期発電機に P_{const}^o および $-P_{wt_const}^o$ だけ機械的入力を提供しているとする， $P_m^o = P_{const}^o - P_{wt_const}^o$ となる．これらを踏まえると，(2.35) 式は

$$\begin{aligned} \frac{\omega - \omega_s}{\omega_s} &= \frac{1}{2H} \int_0^t (P_m^o - P_e^o) dt \\ &= \frac{1}{2H} \int_0^t \Delta P_{wt}^o dt \end{aligned} \quad (2.37)$$

となる．上式からわかるとおり，同期発電機の回転数 (周波数) は風力発電機の出力によって変動する．加えて， ΔP_{wt}^o が増加したとき，回転数 (周波数) は増加し， ΔP_{wt}^o が低下したとき，回転数 (周波数) は低下することがわかる．物理的に (2.37) 式は，機械的入力のうち，負荷で消費しないエネルギーが回転体に蓄えられ加速することを表し，負荷の消費エネルギーが供給量を上回った場合，回転体のエネルギーが消費され減速することを表している．また，風力発電機の導入量が増加した場合，風力発電機の出力変動は大きく，予測が困難であるため，火力・水力発電機の出力調整が間に合わず，周波数変動が発生する．

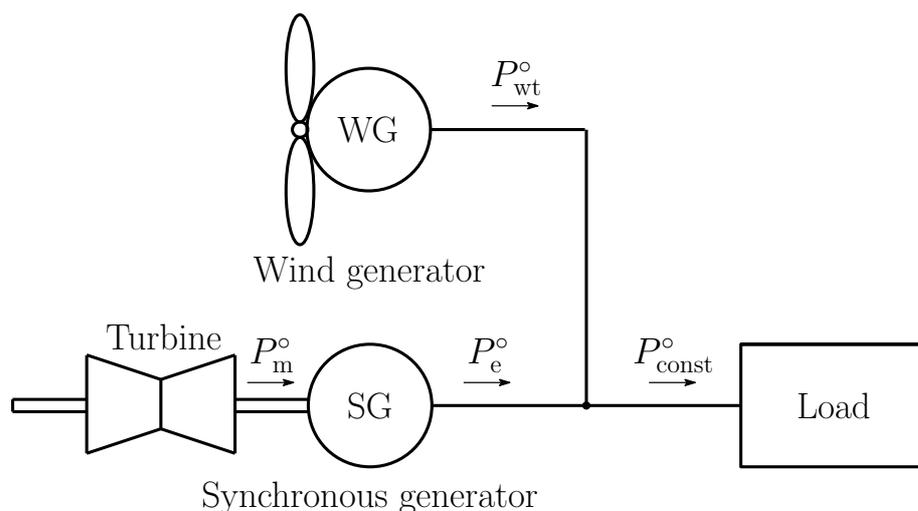


Fig 2.10: Synchronous generator with constant load.

2.3.5 電力システムの周波数制御 [3], [40]

前項では，周波数変動が生じる原因について説明した．実際の火力・水力発電所では周波数変動が発生すると，発電機への機械的入力を制御することにより，周波数変動を抑制している．本項では，周波数変動を抑制するために発電所で行われる制御について説明する．

電力システムの需要変動（負荷変動）は Fig. 2.11 に示すように，サステンド成分（長周期成分），フリンジ成分（短周期成分），サイクリック成分（小幅変動成分）に分けることができる．

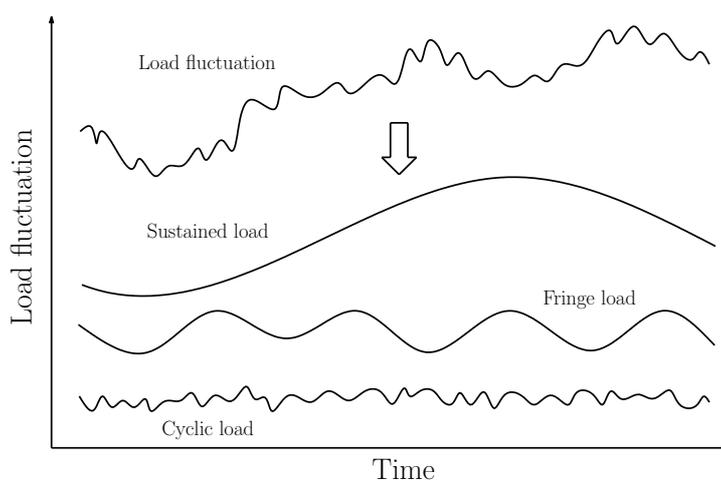


Fig 2.11: Characteristics of power system load fluctuation.

電力システムを構成する火力・水力発電機では，これらの変動成分によって周波数変動が引き起こされるのを防ぐため，Fig. 2.12 に示すように，各変動成分に応じた制御が行わ

れている。なお、一般に原子力発電機は一定出力で運転されるため、周波数制御は行われていない。以下では、各制御方式について説明する。

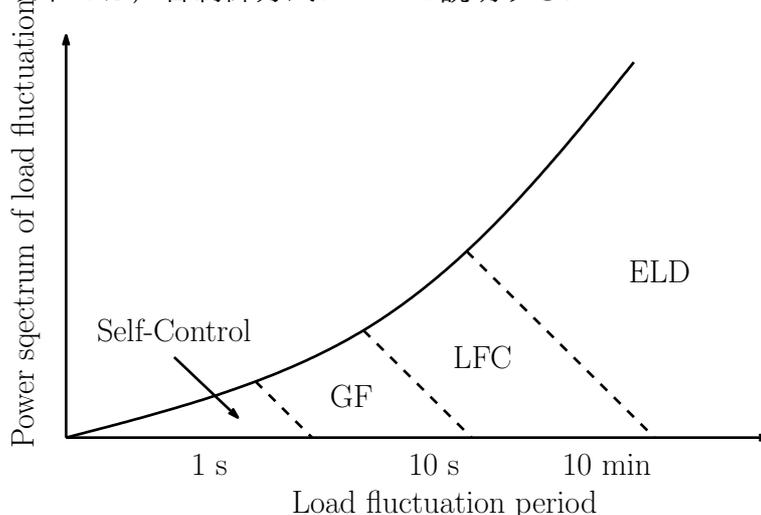


Fig 2.12: Control assignment of load fluctuation.

経済負荷配分運転

20分以上の長周期需要変動成分(サステンド成分)は、日間負荷変動カーブからある程度予測可能である。したがって、この予測負荷に見合うように経済性(主として発電燃料費)を考慮して発電機の出力量が決定され、中央給電指令所により各発電機は制御される。この制御を経済負荷配分運転(Economic Load Dispatching Control: ELDまたはEDC)と呼ぶ。

負荷周波数制御

数分から20分程度の短周期の需要変動成分(フリンジ成分)は、予測することが実際上、不可能である。これらの変動に伴う周波数変動は負荷周波数制御(Load Frequency Control: LFC)によって制御される。すなわち、系統周波数が基準周波数(50 Hzまたは60 Hz)からの偏差を小さくするように発電機出力は中央給電指令所により制御される。

ガバナフリー運転と負荷の自己制御性

数分以下の小幅な需要変動成分(サイクリック成分)は以下に示す、発電機のガバナフリー運転(Governor Free: GF)と負荷周波数制御により抑制される。

ガバナフリー運転: 発電機自端の周波数(厳密には回転数)の検出を行い、周波数が下がると原動機出力を増加、周波数が上がると原動機出力を低下させ周波数の変動を抑制す

る制御である。これは中央給電指令所による EDC や LFC による出力調整と異なり、数分以下の周波数変動を抑制するために発電機出力を迅速に調整するローカル制御である。負荷の自己制御性：電力系統に接続される負荷の消費電力は Fig. 2.13 に示すように周波数によって変化することが知られている [3]。例えば、回転機負荷を考えると、周波数の上昇によりモータの回転数が上昇し、モータに接続された機械的負荷トルク (ファン、ポンプ等) がほぼ一定であるため、消費電力 (= 回転数 × 機械的トルク) が増加する。このような特性を負荷の自己制御性といい、短周期の周波数変動はこの特性により抑制される。

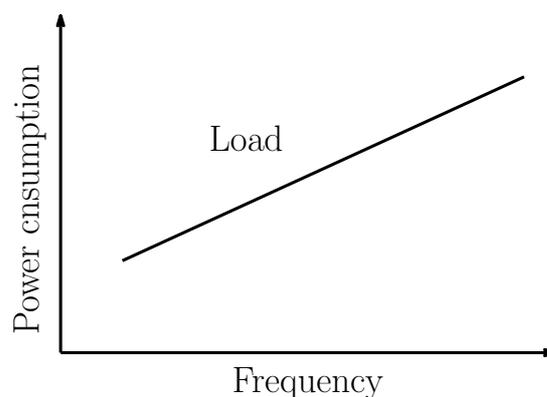


Fig 2.13: Frequency characteristics of load.

2.3.6 火力発電機における周波数制御 [40]

火力発電機では、ボイラの応答速度に依存して、EDC のみを分担するものや、EDC および LFC の両方を分担するものがある。Fig. 2.14 に示すように、火力発電機では中央給電指令所からの出力調整指令に追従するため、ボイラ入力 (燃料と給水) を制御してボイラ出力 (発生蒸気) を調整するとともに、蒸気加減弁を制御してタービン出力、すなわち発電機出力を調整している。

LFC は EDC よりも短周期の負荷変動に対応するため、LFC 指令による発電出力の調整幅は一般に EDC と比べて小さい (LFC による出力調整幅は $\pm 5\%$ MW 程度、自己容量ベース)。しかし、要求される調整速度は EDC 指令によるものよりも速い (例えば、LFC 指令が $\pm 5\%$ MW/min に対して EDC 指令は $\pm 1\%$ MW/min)。したがって、石炭火力機などのボイラ応動の遅い発電機は EDC のみを分担し、応答速度の速い液化天然ガス (Liquefied Natural Gas: LNG) 火力機などが EDC に加えて LFC を分担することが多い。

一方、GF はほとんどの火力発電機で行われている。火力発電機のガバナ (タービン速度制御系) が発電機自端の回転数を検出し、その回転数に基づき高速に出力は調整される。

しかし、ボイラへの影響を抑えるために調整幅は±数%MW(自己容量ベース)程度に制限されている。加えて、周波数低下時の持続性は短く数分以下である。これは出力応動の瞬時性を高めるため、Fig. 2.14 に示すように、蒸気の流量のみを蒸気加減弁により調整し、ボイラ保有蒸気を活用することでタービン出力を調整しているためである。

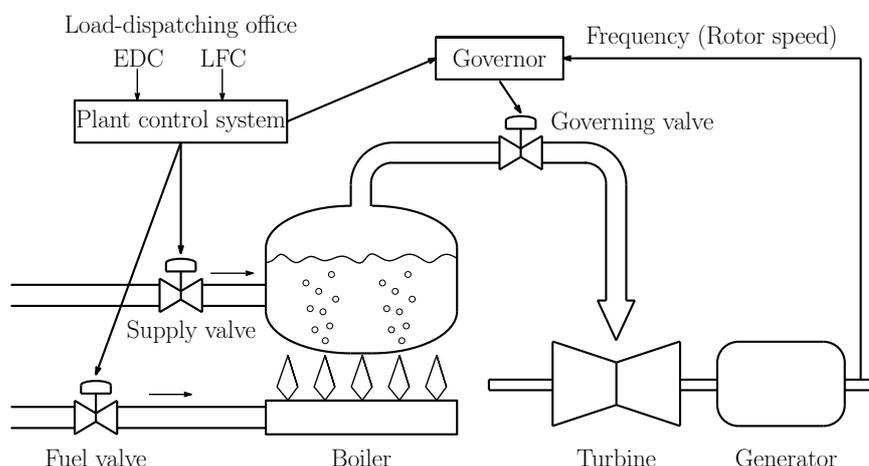


Fig 2.14: Generator power control of a thermal power plant for load frequency control in a power system.

2.3.7 水力発電機における周波数制御

水力発電機では、発電方式の種類により出力調整が可能なものと不可能なものがある。Fig. 2.15 に示すように、水力発電機では、中央給電指令所からの出力調整指令に発電機出力を追従させるため、および、GFにより短周期出力変動による周波数変動を抑制するために、水車のガイドベーン開度を調整することで、水車に流れ込む水の流量を調整し出力調整を行う。

河川水を池に貯め込み利用する調整池式や貯水池式、可変速運転可能な揚水式においては出力調整が可能であり、EDC, LFC, GFが可能であるが、河川の自然流量をそのまま利用する流込式では出力調整が不可能であるため、これらの制御はできない。

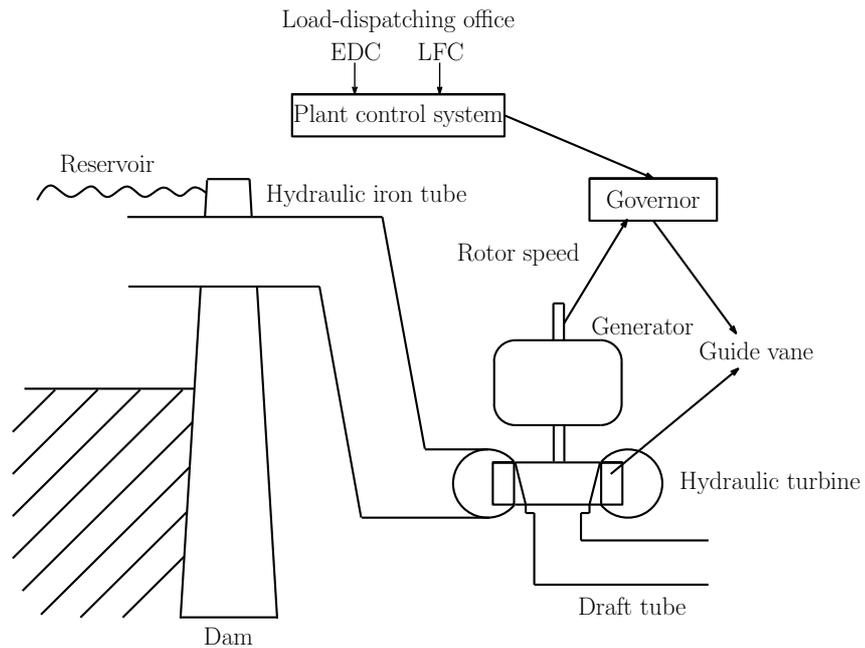


Fig 2.15: Generator power control of a hydroelectric power plant for load frequency control in a power system.

2.3.8 プラントモデル

上述したように、火力・水力発電機において周波数制御は行われる。本項では、本論文で使用したそれらの周波数制御を行うモデルを示す。

調速機モデル

本論文では、火力・水力発電機のプラントモデルとして Fig. 2.16 および Fig. 2.17 に示す電気学会の標準モデルを用いた [36]。本火力発電機モデルは、主蒸気系、プラント制御系、給水・燃料制御系は模擬しておらず、タービン・ガバナ制御系のみから構成されている。同様に、水力発電機モデルもガバナ制御系のみから構成される。モデルの各パラメータを Table 2.4 に示す。なお、GF の調整容量は Table 2.4 に示すとおり発電機定格出力の $\pm 5\%$ としている。

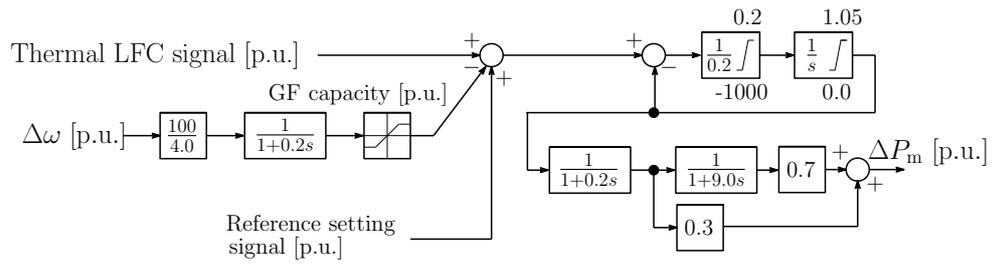


Fig 2.16: Thermal governor.

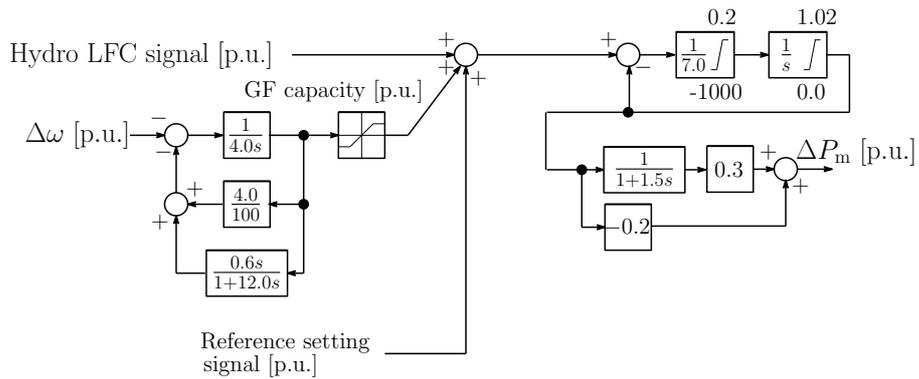


Fig 2.17: Hydro governor.

Table 2.4: Plant data.

Power System Capacity P_{sys} [MVA]	82000	
Reference Frequency f_{ref} [Hz]	50	
Power System Constant K_{sys} [%MW/Hz]	9	
Total Equivalent Inertia Constant M [s]	8.3	
Load-Dumping Constant D [p.u]	2	
GF Capacity [MW]	Thermal	± 2400
	Hydro	± 600
LFC Capacity [MW]	Thermal	± 960
	Hydro	± 240

LFC モデル

Fig. 2.18 に LFC モデルを示す。LFC モデルは、はじめに系統周波数の偏差を検出し、系統定数 K_{sys} [%MW/Hz] に応じて地域供給量 (Area Requirement: AR) の算出を行い、それを火力・水力発電機の容量に応じて分配する。そして、各発電機の応答速度に応じ

て、LPF を用いて短周期変動を取り除き、PI 制御器を用いて周波数偏差をゼロに近づけるように各発電機に出力指令を与える制御系になっている。また、Fig. 2.18 に示すように、PI 制御器には過度の調整を防止するために、リミッタを設けている [41]。Table 2.5 に LFC の各パラメータを示す。

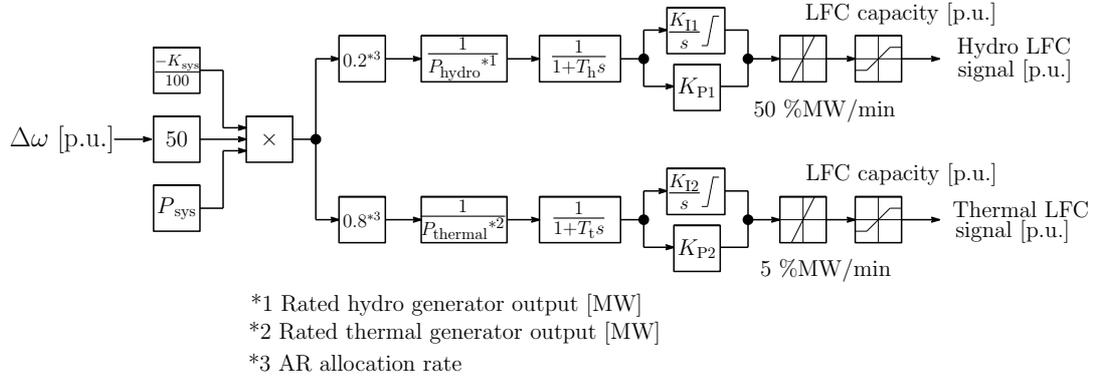


Fig 2.18: LFC system.

Table 2.5: Parameters of LFC model.

T_h	Time constant [s]	10
T_t		100
K_{P1}	Proportional Gain	5
K_{P2}		25
K_{I1}	Integral Gain	0.15
K_{I2}		0.6
PI limiter		± 0.1

EDC モデル

一般に発電機の基準出力の変更は3分または5分といった周期で経済性を考慮した上で行われる (EDC)。EDC は負荷変動の予測をもとに行われるが、大容量の風力発電機が連系された系統での出力基準値の変更には現在様々な方法が考えられ、今後議論が進められていくことが予想される。本論文では文献 [41] で用いられた方法と同様に、「風力発電機出力変動と負荷変動の和は5分間隔で計測でき、各発電機もそれに合わせて5分間隔で基準値を変更するが、その計測終了後、指令値を変更するのに1分を要する」という制御を実現できるような簡易的なモデルとした。Fig. 2.19 に EDC モデルを示す。

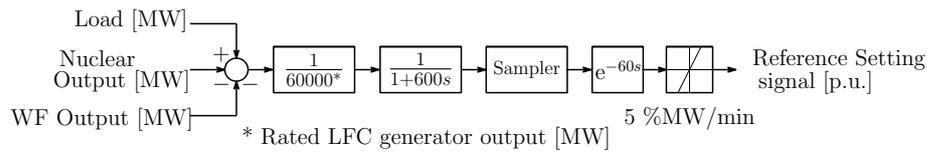


Fig 2.19: EDC system.

2.3.9 周波数解析モデル

シミュレーションにより電力システムの周波数応答解析を行うとき、電気回路動作を模擬する詳細な瞬時値モデルを用いた場合、膨大な時間を要する。そのため、Fig. 2.6の代わりに Fig. 2.20 示す周波数解析モデルを使用する。本モデルはこれまで説明してきた、火力・水力プラントモデル (調速機モデル)、LFC モデル、EDC モデル、前節で説明した風力発電機モデル、および以下で説明する発電機モデルから構成されている。なお、風力発電機の出力は発電機の損失やインバータ等の損失を無視するとともに、風力発電機の制御帯域が十分速いとすれば、(2.14) 式より与えられる。Fig. 2.20 の $P'_T, P'_H, P'_N, P'_{WF}$ は系統容量 (P_{sys}) を基準とした p.u. 値を意味する。

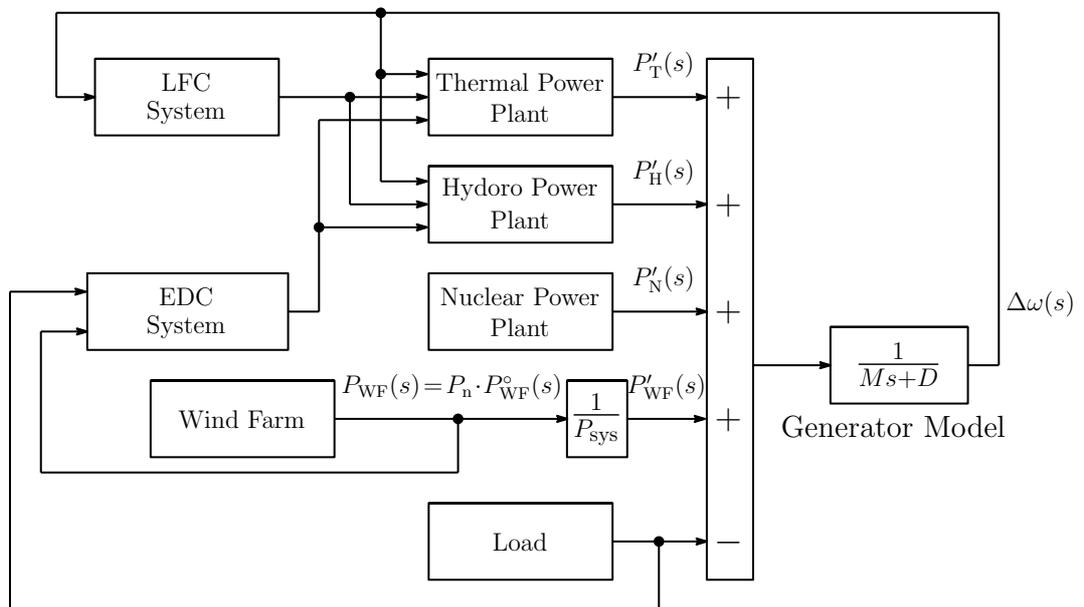


Fig 2.20: Block diagram for frequency analysis.

Fig. 2.20 における発電機モデルは 2.3.3 項で説明したとおり、複数台の同期発電機が縮約されたものである。前述と同様に系統に連系された全ての同期発電機が完全に同期して運転していると仮定すると、系統を構成する発電機は近似的に 1 台の同期発電機で表すことができるため、電力システムにおける需要と供給の関係は (2.38) 式で表される。また、

負荷の周波数特性が Fig. 2.13 に示したように、周波数に対して直線的に増加すると仮定すると、その特性は (2.39) 式で記述される。

$$M \frac{d\omega}{dt} = \Delta P_m - \Delta P_e, \quad (2.38)$$

$$\Delta P_e = \Delta P_L + D\Delta\omega. \quad (2.39)$$

ただし、

M : 等価慣性定数 [s]

$\Delta\omega$: 回転角速度偏差¹² [N·m]

ΔP_m : 発電機機械的入力 [p.u.]

ΔP_e : 発電機電氣的出力 [p.u.]

ΔP_L : 負荷変動 [p.u.]

D : ダンピング係数

である。

(2.38) 式および (2.39) 式をラプラス変換し、ブロック線図で表すと Fig. 2.20 の発電機モデルとなる。

発電機の等価慣性定数 M は (2.40) 式に示すように、各同期発電機の自己容量ベースの慣性定数を、系統容量ベースへ変換した値の総和で求めることができる。このため、Table 2.4 に示したとおり、等価慣性定数 M は 8.3 s となる。

$$M = \frac{\text{自己容量ベースの慣性定数 [s]} \times \text{自己容量 [MVA]} + \dots}{\text{系統容量 [MVA]}}. \quad (2.40)$$

なお、風力発電機の電力変換機のスイッチング特性や電気回路特性を考慮した瞬時値モデルと周波数解析ブロックモデルを用いた比較の結果、その周波数応答にほとんど違いは見られないことが知られている [19], [26]。

2.3.10 電力系統の周波数応答解析 [5], [6], [42], [43]

本項では、Fig. 2.20 のモデル、すなわち Fig. 2.6 の電力系統に WF が接続された場合に引き起こされるであろう系統の周波数変動特性を求める。なお、本論文で系統の周波数変動特性を求める際に用いるアプローチは、本論文で使用した系統モデルだけでなく、異なる系統モデルにおいても適応可能であり、限定的な手法ではないことに注意されたい。

¹²(2.33) 式における ω は回転角速度 (相対角速度) であったが、(2.33) 式の ω の初期値をゼロとすれば回転角速度偏差となる。すなわち、(2.33) 式において ω の変化量のみに着目していることに相当する。

Fig. 2.6 のモデル系統の周波数特性を明らかにするために、Fig. 2.20 のモデルにおいて、WF 出力 $P_{WF}^o(s)$ [p.u.] から周波数変動 $\Delta f(s) (= f_{ref} \cdot \Delta\omega(s))$ [Hz] までの伝達関数 $G_{sys}(s)$ を求め、その伝達関数より WF 出力変動に対する系統の周波数変動特性を求める。

Fig. 2.20 より、伝達関数 $G_{sys}(s)$ は

$$G_{sys}(s) = \frac{\Delta f(s)}{P_{WF}^o(s)} = \frac{a_{12}s^{12} + a_{11}s^{11} + \dots + a_2s^2 + a_1s + a_0}{b_{13}s^{13} + b_{12}s^{12} + \dots + b_1s + b_0} \quad (2.41)$$

となる。ただし、(2.41) 式における a_i ($i = 0, 1, \dots, 12$) および b_j ($j = 0, 1, \dots, 13$) の値は Table 2.6 に示している。なお、伝達関数 $G_{sys}(s)$ を求める際、各種リミッタなどの非線形要素と、負荷や原子力発電機出力など定数部分は無視している。

(2.41) 式を基に、WF 出力変動が引き起こす系統周波数変動特性を調べる。WF 出力はゼロから定格出力 P_n [MW] までの値を取ることを考慮すると、 $P_n/2 + (P_n/2) \cos(\omega t)$ が電力系統に送電された場合を考えることで、系統の周波数変動特性を得ることができる。すなわち、伝達関数 $P_n/2 \cdot G_{sys}(s)$ のゲイン線図を描くことで系統の周波数変動特性は導出できる。

Fig. 2.21 に系統の周波数変動特性を示す。なお、Fig. 2.21 は系統容量 82000 MVA に対して、WF を 2%, 4%, \dots , 12% 導入した場合の特性を示している。図より、WF 出力変動の周波数が約 0.5 rad/s のとき、本電力系統では最も周波数変動が大きくなることがわかる。これは、既存の火力・水力発電機の周波数制御では、この帯域の WF 出力変動が引き起こす周波数変動を抑制することができないことを意味する。したがって、大規模な WF が系統に導入された場合、この帯域の WF 出力変動を電力貯蔵装置などにより抑制する必要がある。

Table 2.6: Parameters of $G_{\text{sys}}(s)$.

a_0	0	b_0	3763800
a_1	0	b_1	3023962270
a_2	607700	b_2	508432010602
a_3	154989455	b_3	30875261062900
a_4	12484346353	b_4	899175931821992
a_5	348822693204	b_5	13486506354465602
a_6	4548825253370	b_6	110559687964977554
a_7	30001049919403	b_7	518725731018153520
a_8	95677010733145	b_8	1436054858190932140
a_9	122217211345650	b_9	2197412311904631580
a_{10}	55339137945000	b_{10}	1845039459219955800
a_{11}	10299987000000	b_{11}	787059421009740000
a_{12}	680400000000	b_{12}	142435135044000000
—	—	b_{13}	9261604800000000

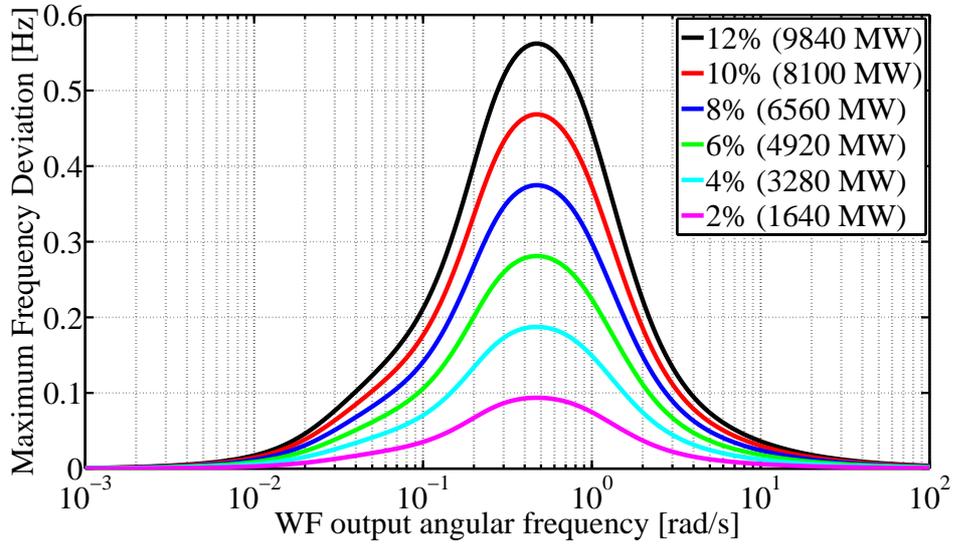


Fig 2.21: Frequency characteristics of power system.

第3章 LPF制御系によるウィンドファーム出力平滑化電力貯蔵システム

3.1 はじめに

1章で述べたように，風力発電の導入に伴う周波数変動を抑制するために，ウィンドファーム (Wind Farm: WF) に蓄電池やフライホイールなどの電力貯蔵装置を併設し，WF出力を平滑化するシステム (Fig. 3.1 参照) が広く研究されてきた．中でも，低コスト化の観点から以下に示す2つの課題の解決が期待され，積極的に取り組まれてきた．

1. 電力貯蔵装置の所要 kWh 容量および出力定格決定方法
2. 容量および出力定格を低減する電力貯蔵装置制御系フィルタの設計方法

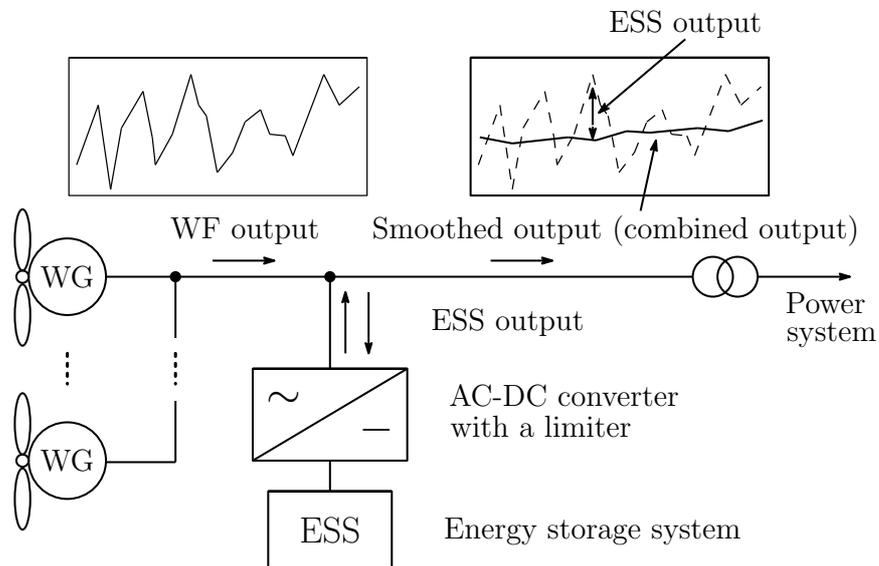


Fig 3.1: Smoothing of WF output by ESS[22].

特に，電力貯蔵装置の制御系に1次のLPFを使用したシステム (Fig. 3.2 参照) に対して，上記課題の観点から様々な検討が行われている．文献 [26] では，このLPF制御系において，電力貯蔵装置の所要 kWh 容量について検討が行われており，電力貯蔵装置の所要 kWh 容量がWFの定格出力にLPFの時定数を乗じた値で概略的に評価できることを

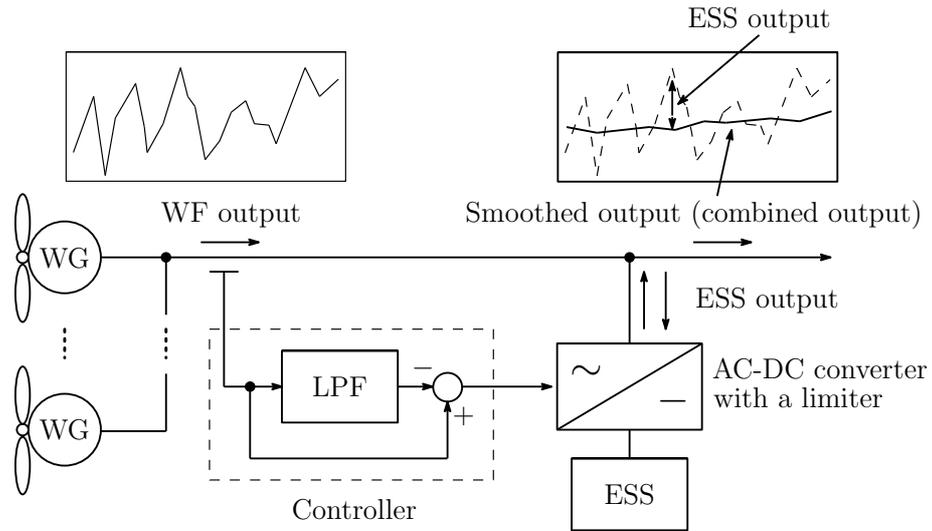


Fig 3.2: Smoothing of WF output by ESS with LPF.

明らかにしている。加えて、同文献 [26] では、WF 併設型電力貯蔵装置の経済性向上の観点から、電力貯蔵装置の所要 kWh 容量の低減を図るべく、シミュレーションを用いて、LPF の時定数の選定にも取り組んでいる。しかしながら、この手法はシミュレーションを用いた試行錯誤によるものであり、LPF の時定数、ひいては電力貯蔵装置の容量を一意に決定することは困難である。文献 [28] ではオンライン計算により、時々刻々と LPF の時定数を変化させることで、電力貯蔵装置の所要 kWh 容量と出力定格を低減する方法を提案している。しかし、所要 kWh 容量と定格出力を解析的に決定することは難しく、本文献においても言及されていない。一方、文献 [26] および [27] では、電力貯蔵装置の定格出力の決定方法について検討している。しかし、これらの文献ではシミュレーションを用いて試行錯誤的に定格出力を決定しているため、解析的に定格出力を決定することはできない。加えて、LPF の時定数と定格出力の関係性も明らかにされていない。文献 [44] では風速の乱れ強度モデルと風速の確率密度分布を利用し、システムの周波数変動の期待値を計算するとともに、電力貯蔵装置の定格出力の決定にも応用している。本手法はシミュレーションを行うことなく、電力貯蔵装置の定格出力を決定している。しかしながら、電力貯蔵装置の制御系構造、すなわち LPF 時定数の影響を本手法では考慮することはできないため、制御系も含めた最終的な電力貯蔵装置の出力定格および所要 kWh 容量を見積もることは難しい。加えて、風速の確率分布に基づく方法であるため、本文献で課題に上げているように誤差の問題もある。文献 [45] ではシステムコストが最小となる電力貯蔵装置容量および出力定格について検討しているが、10 分間平均風速データを基礎としており、出力定格に大きく影響すると思われる短周期変動は考慮されていない。また、電力貯蔵装置の容量および出力定格は電力システムの周波数変動とトレードオフ

の関係¹にあるが、本文献では電力系統の周波数変動まで踏み込んだ議論はしていない。したがって、システムコスト最小化という観点からも議論は不十分であると思われる。文献 [29] では、移動平均法や修正移動平均法など種々のフィルタを用いた検討が行われているが、全て低域通過の特徴を有するフィルタであることから、扱われているフィルタは限定的であると言える。また同文献において、それらのフィルタと電力貯蔵装置の所要 kWh 容量および所要定格出力の関係性は明らかにされていない。

これまで述べてきたように、従来提案されてきた手法では電力貯蔵装置制御系を LPF に限定しているため、電力貯蔵装置の制御系設計の際に、2章で説明した電力系統の周波数制御の影響を陽に考慮することができない。そのため、上述した電力貯蔵装置の容量および出力定格と系統周波数変動の間のトレードオフを考慮し、所要 kWh 容量および出力定格を最小化する最適な電力貯蔵装置制御系を設計することは困難である。次節では、これらの問題を含め、WF 併設型電力貯蔵システムにおいて従来提案された代表的方法である 1 次の LPF を用いた制御系について説明する。

3.2 LPF 制御系による WF 出力平滑化

本節では、文献 [22] で提案された、1 次 LPF を制御系に用いた WF 併設型電力貯蔵システムについて説明する。システムの全体像は Fig. 3.2 に示したとおりである。Fig. 3.3 に電力貯蔵装置の制御系を示す。なお、本論文では簡単化のため時間関数 $f(t)$ とそのラプラス変換 $F(s)$ は $f(t)$ および $f(s)$ のように同じ記号を用いて記述する。

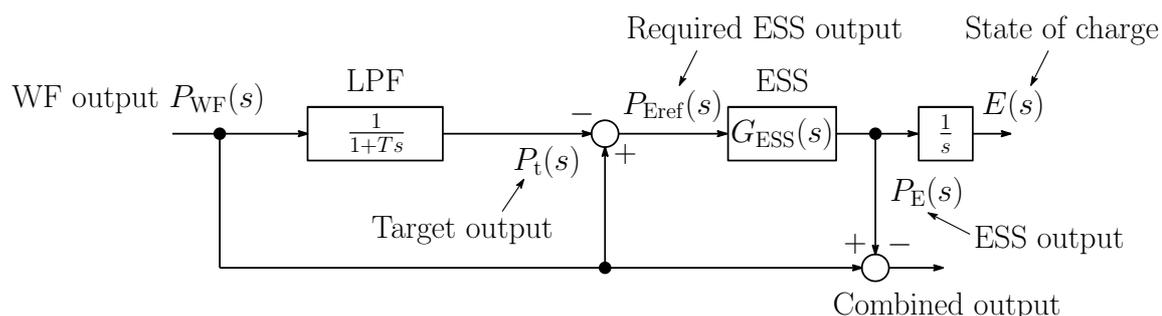


Fig 3.3: ESS control system with the first order LPF.

本節では電力貯蔵装置における損失はゼロであり、応答速度は十分速いと仮定する。すなわち、電力貯蔵装置の出力目標値 $P_{Eref}(s)$ から実出力 $P_E(s)$ までの伝達関数 $G_{ESS}(s) = 1$ とし、出力目標値 $P_{Eref}(s)$ と実出力 $P_E(s)$ は等しいとする²。また、充電方向を正として

¹例えば、貯蔵装置の定格容量がゼロならば WF 出力を平滑化することができない。また、定格容量が十分に大きければ、WF 出力変動を十分に吸収できるため、系統に周波数変動は起きない。

²再生可能エネルギー発電の出力平滑化に使用されるレドックスフロー電池などの応答速度は速い [46]。

いる.

Fig. 3.3 に示すように, WF 出力 $P_{WF}(s)$ を (3.1) 式の LPF を用いて WF 出力の高周波成分を除去し, 系統に送電される電力の目標値 $P_t(s)$ を求める.

$$G_{\text{LPF}}(s) = \frac{1}{1 + Ts}. \quad (3.1)$$

ここで, T は LPF の時定数である.

目標値 $P_t(s)$ を WF 出力 $P_{WF}(s)$ から差し引いたものが電力貯蔵装置の出力要求値 $P_{\text{Eref}}(s)$ であり, 電力貯蔵装置の出力 $P_E(s)$ が適切に $P_{\text{Eref}}(s)$ に制御されれば, 系統に送られる電力は $P_{WF}(s)$ と $P_{\text{Eref}}(s)$ の合算値となる. すなわち, 系統に送られる電力は $P_t(s)$ となるため, 系統には WF 出力から高周波成分が取り除かれ平滑化された電力を送電することができる. $P_t(s)$ および $P_{\text{Eref}}(s)$ はそれぞれ以下の式で記述される.

$$\begin{aligned} P_t(s) &= G_{\text{LPF}}(s)P_{WF}(s) \\ &= G_{\text{LPF}}(s)P_n \cdot P_{WF}^o(s) \\ &= \frac{1}{1 + Ts}P_{WF}. \end{aligned} \quad (3.2)$$

$$\begin{aligned} P_{\text{Eref}}(s) &= P_{WF}(s) - P_t(s) \\ &= (1 - G_{\text{LPF}}(s))P_{WF}(s) \\ &= \frac{Ts}{1 + Ts}P_{WF}(s). \end{aligned} \quad (3.3)$$

一方, 損失のない理想的な電力貯蔵装置の残存容量 $E(s)$ は (3.3) 式を積分することで, 以下として表される.

$$E(s) = \frac{1}{s}P_{\text{Eref}}(s) = \frac{T}{1 + Ts}P_{WF}(s). \quad (3.4)$$

文献 [26] には, (3.4) 式より電力貯蔵装置の所要 kWh 容量は WF 定格出力の T 倍に設定すれば, 電力貯蔵装置の残存容量に過不足が生じることなく WF 出力を平滑化することができる³. しかし, その LPF 時定数の体系的な設計方法が述べられておらず, シミュレーションによる試行錯誤で決定している. 結果として, 文献 [26] の方法では電力貯蔵装置の容量を一意に決定することは困難である. 一方, 同文献および文献 [27] では電力貯蔵装置の定格出力決定に関しても取り組んでいる. しかし, 容量の場

³文献 [26] において, これ以上の説明は記述されていないため, 所要 kWh 容量と LPF 時定数の数学的根拠は不明瞭である. しかし, 後に述べるように, 本論文でこの関係に数学的根拠を与えている.

合と異なり，LPF 時定数と出力定格の関係性は明らかにされていない．したがって，完全にシミュレーションを頼りに試行錯誤的に定格出力を決定する方法である．

LPF の設計変数は時定数 T の 1 つだけであるため構造は単純といった特徴があるが，その分設計の自由度が低い．そのため，2 章で説明した電力系統の周波数制御の影響を陽に考慮することができない．つまり，電力系統の周波数制御では対応できない WF 出力変動のみを電力貯蔵装置で抑制するなどといったような，ピンポイントで WF 出力を電力貯蔵装置により平滑化することができないため，系統の周波数変動を抑制するために必要以上に LPF 時定数 T を大きくしなければならず，電力貯蔵装置容量の増加が懸念される．

なお，本節では電力貯蔵装置における損失はゼロとしているため，Fig. 3.2 に示す AC-DC converter 出力端電力と実際に電力貯蔵装置に充放電される電力は等しくなる．しかし，後で述べるように損失を加味した場合，AC-DC converter 出力端電力を目標値 $P_{\text{Eref}}(s)$ に制御することはできるが，電力貯蔵装置に充放電される電力は $P_{\text{Eref}}(s)$ と等しくならない．

3.3 残存容量の適正範囲

Fig. 3.4 に示すように，一般に電池などの電力貯蔵装置には充電レベルの適正範囲がある [22], [47]．前節で求めた理想的な電力貯蔵装置容量の値 (WF 出力と LPF 時定数の積) の値をそのまま用いると Fig. 3.4 に示される上下限マージン m_1, m_2 を逸脱し，容量の適正範囲を超える可能性がある．言い換えると，実際には設計した電力貯蔵装置容量に係数 $\alpha = 1 - (m_1 + m_2)$ ($0 \leq \alpha \leq 1$) を乗じた値しか利用できないことを意味しており，WF 出力を平滑化するために電力貯蔵装置の残存容量に過不足が生じることが予想される．したがって，電力貯蔵装置の定格 kWh 容量を決定する際には，これを加味する必要がある．

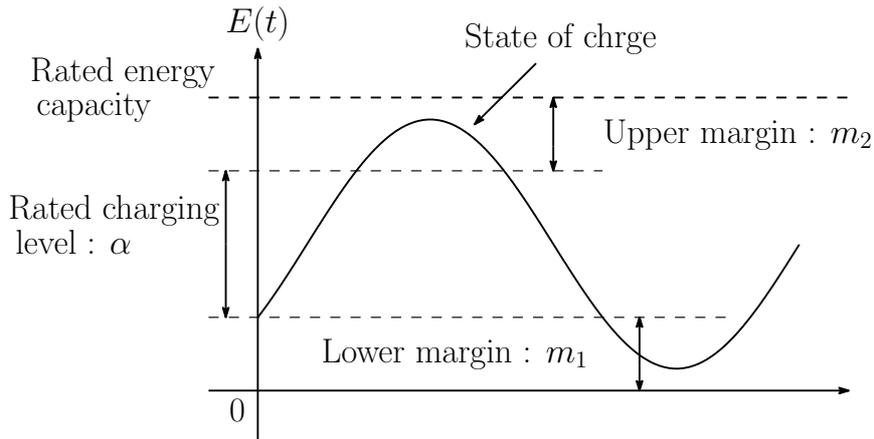


Fig 3.4: Proper operation range for $E(s)$ [22].

3.4 残存容量フィードバック制御

前節までの議論では，電力貯蔵装置の損失等を考慮せず効率 100%としていた．しかし，実際の運用においては充放電に伴う損失等の各種損失が存在するため残存容量は時々刻々と低下していくことが予想される．そこで，文献 [22] では電力貯蔵装置の各種損失による残存容量への影響を抑制するために，残存容量フィードバック (SOC-FB) 制御が提案されている．Fig. 3.3 の制御系に SOC-FB 制御を行ったものを Fig. 3.5 に示す．なお，図において SOC-FB 制御は破線で示している．

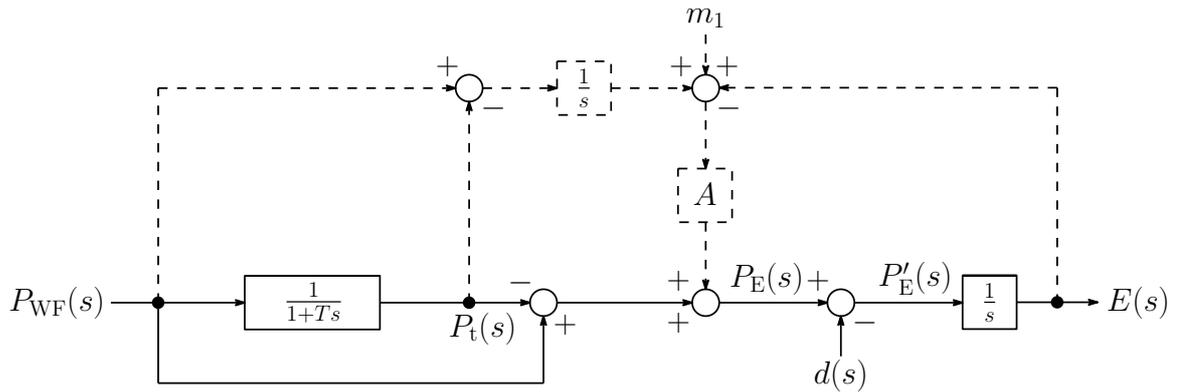


Fig 3.5: Block diagram of SOC-FB control.

ただし，Fig. 3.5 における各変数の意味は

m_1 : 下限マージンを逸脱するのを防ぐためのオフセット

$d(s)$: 電力貯蔵装置の自己放電・充放電損失などの損失を模擬した等価外乱 [48]

A : 外乱 $d(s)$ の影響を抑制するためのフィードバックゲイン

$P_E(s)$: AC-DC converter 出力端電力

$P'_E(s)$: 電力貯蔵装置充放電電力
である。

Fig. 3.5 だけでは、実際のシステムとの対応関係がわかりにくいため、Fig. 3.6 に実システムの概略図も合わせて示す。電力貯蔵装置の応答速度が十分速いとするとき、AC-DC converter 出力端電力 $P_E(s)$ は目標値 $P_{Eref}(s)$ に完全に一致するため $P_E(s) = P_{Eref}(s)$ となる。一方、実際に電力貯蔵装置に充放電される電力は損失の影響により $P'_E(s) \neq P_{Eref}(s)$ となってしまう。

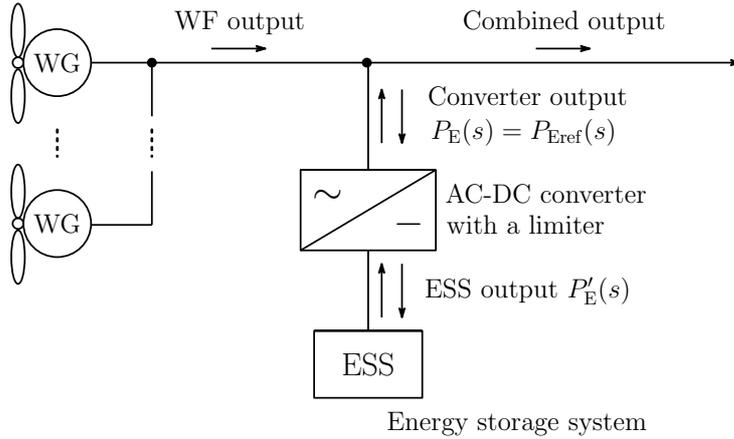


Fig 3.6: System with loss.

ここで、損失の影響を考察するために、例として、以下に示す充放電損失 (外乱 $d(t)$) を考えてみる。

$$d(t) = \begin{cases} (1 - \eta)P_E(t) & : P_E(t) > 0 \\ 0 & : P_E(t) = 0 \\ (1 - \frac{1}{\eta})P_E(t) & : P_E(t) < 0 \end{cases} \quad (3.5)$$

なお、 η は充放電効率である。 $P_E(t) = \sin \omega t$ ($\omega = 2\pi \cdot 50$) p.u., $\eta = 0.85$ とすると、このときの、電力貯蔵装置の充放電電力は $P'_E(t) = P_E(t) + d(t)$ となる。 Fig. 3.7 に $P'_E(t)$ および損失 $d(t)$ を示す。また、これらの波形を高速フーリエ変換 (Fast Fourier Transform: FFT) することで求めた周波数スペクトルを Figs. 3.8 に示す。なお、Figs. 3.8 では 50 Hz の振幅を基準 (100%) としている。 Fig. 3.7 および Fig. 3.8(a) から、外乱 $d(t)$ は直流成分を多く含んでいることがわかる。そのため、電力貯蔵装置の充放電電力 $P'_E(t)$ にも直流成分が含有している。したがって、この損失により残存容量が時々刻々と低下していくことが懸念される⁴。そこで、以下に説明する SOC-FB 制御が必要となる。

Fig. 3.5 において、offset の影響を無視すると共に外乱 $d(s) = 0$ 、すなわち電力貯蔵装

⁴ $P'_E(t)$ が直流成分を含んでいなければ充電量と放電量が等しくなるため、残存容量は低下していかない。

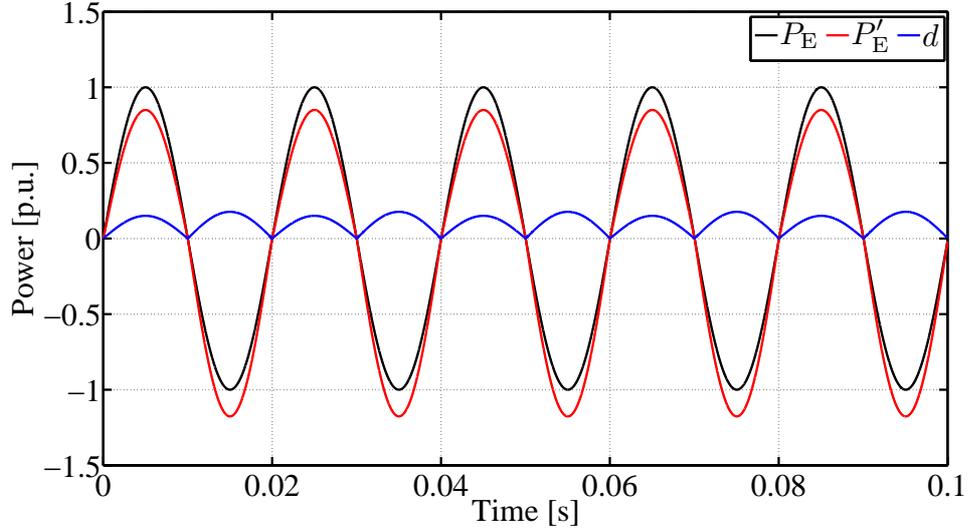


Fig 3.7: Example of ESS output.

置の効率 100%とし，電力貯蔵装置出力要求値 $P_{\text{Eref}}(s)$ を求めると上述した (3.3) 式と一致することがわかる．したがって，外乱 $d(s) = 0$ のとき SOC-FB 制御を行った場合においても電力貯蔵装置出力要求値 $P_{\text{Eref}}(s)$ には影響を与えないことが確認できる．また，当然ながら残存容量 $E(s)$ にも影響は現れない．

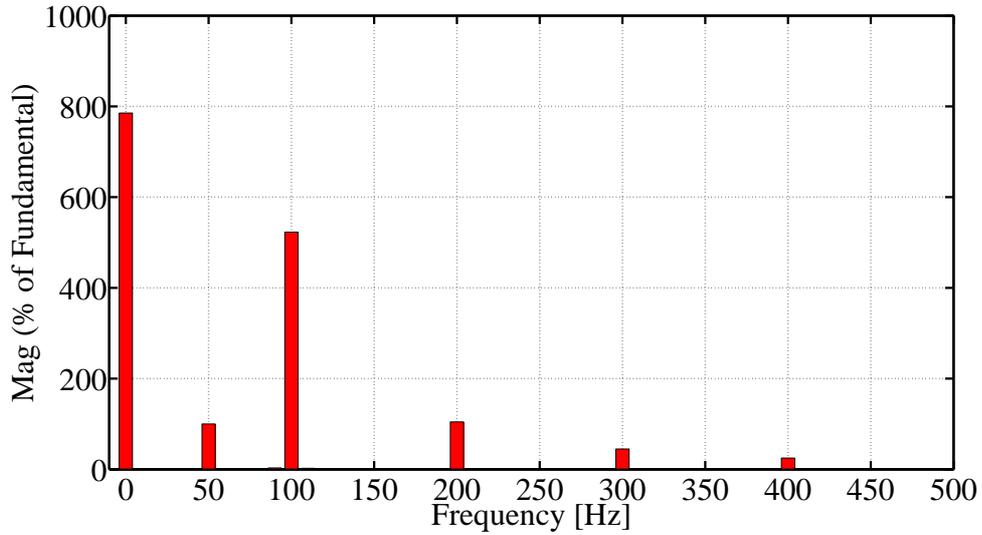
一方，WF 出力 $P_{\text{WF}}(s) = 0$ とし，外乱 $d(s)$ から出力要求値 $P_{\text{Eref}}(s)$ および残存容量 $E(s)$ までの伝達関数を求めるとそれぞれ以下となる．なお，ここでも $\text{offset} = 0$ としている．

$$G_{P_{\text{Eref}}d}(s) = \frac{P_{\text{Eref}}(s)}{d(s)} = \frac{A}{s + A}, \quad (3.6)$$

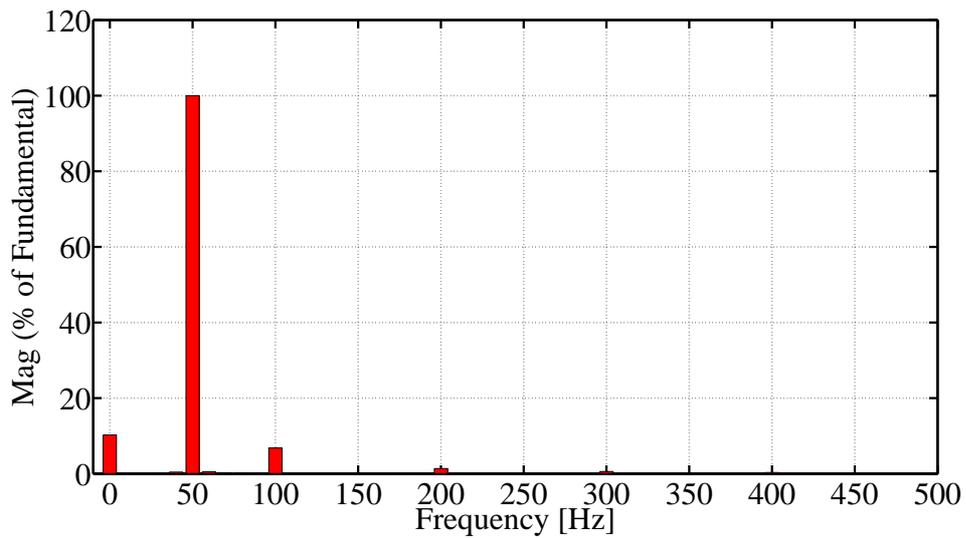
$$G_{Ed}(s) = \frac{E(s)}{d(s)} = \frac{1}{s + A}. \quad (3.7)$$

Fig. 3.9 に (3.6) 式のゲイン線図を示す．(3.6) 式および Fig. 3.9 より，ゲイン A が増加すればするほど外乱 $d(s)$ の影響が AC-DC converter 出力端電力に表れることがわかる．また，SOC-FB 制御を行わない場合 ($A = 0$ のとき)，外乱 $d(s)$ の影響は AC-DC converter 出力端電力にまったく影響を与えないことが確認できる．したがって，外乱 $d(s)$ が存在する場合，SOC-FB 制御を行うと AC-DC converter 出力端電力に影響を与えるため，WF 出力平滑化，引いては電力システムの周波数変動にも影響を与えることがわかる．さらに，ゲイン A が増加するにつれ，その影響は大きくなる．

Fig. 3.10 に (3.7) 式のゲイン線図を示す．(3.7) 式および Fig. 3.10 より，ゲイン A が増加すればするほど外乱 $d(s)$ の影響が残存容量 $E(s)$ に表れないことがわかる．したがって，



(a) Disturbance.



(b) ESS output.

Fig 3.8: Frequency spectrum.

SOC-FB 制御を用いることで外乱 $d(s)$ が残存容量 $E(s)$ に与える影響を抑制できることがわかる。しかしながら、Fig. 3.9 と Fig. 3.10 からわかるとおり、SOC-FB 制御は周波数変動抑制と残存容量維持の観点でトレードオフを生じさせるため、SOC-FB 制御により損失による残存容量の低下を行うと WF 平滑化性能が低下する可能性がある。

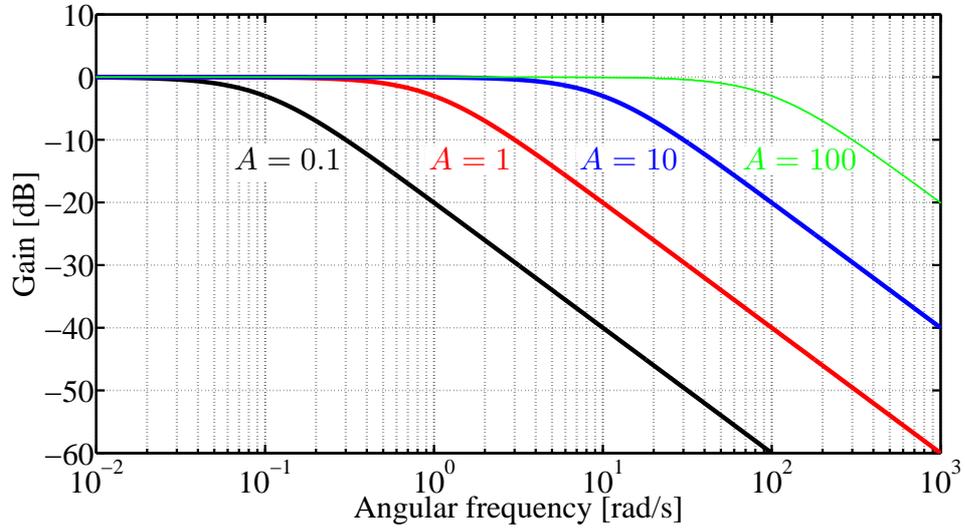


Fig 3.9: Gain plot of $G_{P_{\text{ref}}}(s)$.

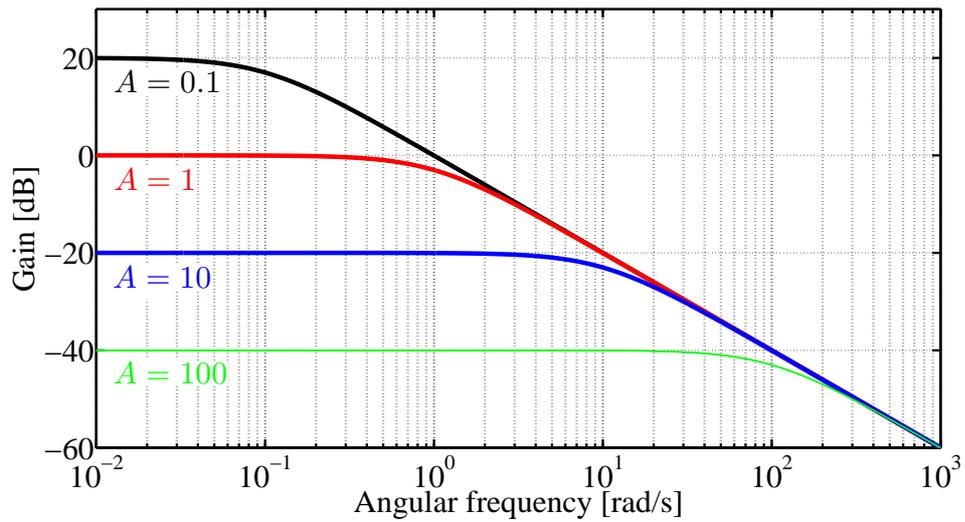


Fig 3.10: Gain plot of $G_{E_d}(s)$.

第4章 電力貯蔵装置の所要kWh容量および出力定格決定法

4.1 はじめに

これまで説明してきたように、LPFでは設計の自由度が低いため、電力系統の周波数制御で対応不可能なWF出力変動成分のみを電力貯蔵装置で平滑化するなどといったような、ピンポイントでWF出力変動を補償することができない。したがって、WF出力を平滑化するためにLPF時定数 T を不必要に大きくしなければならず、必要以上に電力貯蔵装置が大型化することが懸念される。もし、電力系統の周波数制御で対応不可能なWF出力変動成分のみをピンポイントで電力貯蔵装置で補償することができれば、電力貯蔵装置に充放電される電力が減少することが期待でき、電力貯蔵装置の所要kWh容量の低減につながる。加えて、制御系の構造により電力貯蔵装置の所要定格出力を低減できれば、定格出力の観点からも低コスト化が図れる。これを実現するためには、LPFを含む広いクラスのフィルタ設計方法が必要であるとともに、そのフィルタパラメータと電力貯蔵装置の所要kWh容量および所要定格出力の関係性を明確にすることが必要不可欠である。本章では従来明らかにされていなかった、LPFを含む任意のフィルタの設計変数(フィルタパラメータ)と電力貯蔵装置の所要kWh容量および所要定格出力の関係性を明らかにする。そして、次章において、この関係性を利用し所要kWh容量および所要定格出力を低減するフィルタの設計法を提案する。

4.2 制御系フィルタと所要kWh容量の関係

本節では、電力貯蔵装置の制御系に用いられるフィルタと所要kWh容量の関係性を解析する。なお本解析において、前章と同様に電力貯蔵装置の効率 η は100%と仮定し、電力貯蔵装置の動特性は無視する。すなわち、電力貯蔵装置の出力目標値から実出力までの伝達関数を1とする。また、電力貯蔵装置の充電方向の出力を正としている。

後述するように、電力貯蔵装置の所要kWh容量と制御系のフィルタには一対一の関係がある。したがって、フィルタが設計されれば電力貯蔵装置の定格容量が決まる。

Fig. 4.1 に任意のフィルタを持つ電力貯蔵装置制御系を示す。

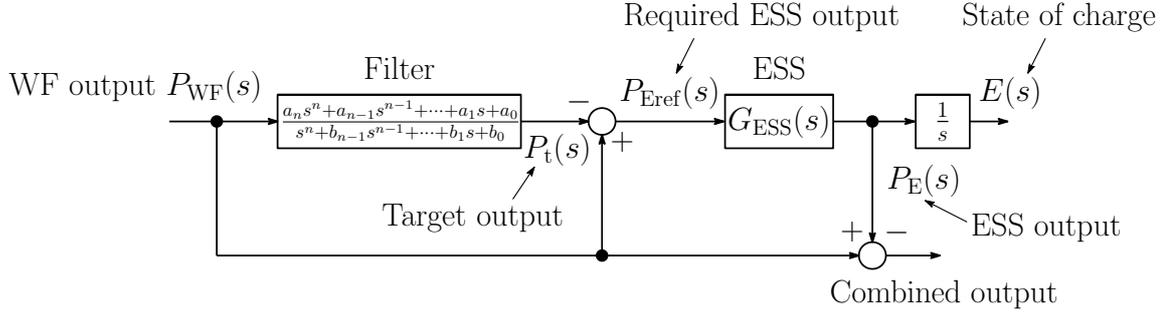


Fig 4.1: ESS control system with a general filter.

Fig. 4.1 に示すように、WF 出力 $P_{WF}(s)$ を (4.1) 式のフィルタ¹ を用いて処理することで、系統に送電される電力の目標値 $P_t(s)$ を求める。

$$G_{Fn}(s) = \frac{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0}{s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0}. \quad (4.1)$$

ただし、

n : フィルタの次数

a_i ($i = 0, 1, \dots, n$) および b_j ($j = 0, 1, \dots, n-1$) : 未定係数

である。

(4.1) 式において、 $n = 1$, $a_0 = 1$, $a_1 = 0$, $b_1 = T$, $b_0 = 1$ とすれば従来の 1 次 LPF と一致する。このことから、(4.1) 式により線形ならば全てのフィルタを表現できることがわかる。

LPF のときと同様に、電力貯蔵装置の出力要求値 $P_{Eref}(s)$ は目標値 $P_t(s)$ を WF 出力 $P_{WF}(s)$ から減算することで計算される。電力貯蔵装置の出力 $P_E(s)$ が適切に $P_{Eref}(s)$ に制御されれば、系統に送られる電力は $P_{WF}(s)$ と $P_{Eref}(s)$ の合算値となるため、系統には $P_t(s)$ が送電される。 $P_t(s)$ および $P_{Eref}(s)$ はそれぞれ以下の式で記述される。

$$\begin{aligned} P_t(s) &= G_{Fn}(s)P_{WF}(s) \\ &= G_{Fn}(s)P_n \cdot P_{WF}^\circ(s) \\ &= \frac{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0}{s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0} P_n \cdot P_{WF}^\circ(s), \end{aligned} \quad (4.2)$$

¹(2.41) 式と同じ係数記号を用いて表現しているが、両者は異なるものである。

$$\begin{aligned}
P_{\text{Eref}}(s) &= P_{\text{WF}}(s) - P_t(s) \\
&= (1 - G_{\text{Fn}}(s))P_n \cdot P_{\text{WF}}^{\circ}(s) \\
&= \frac{(b_n - a_n)s^n + (b_{n-1} - a_{n-1})s^{n-1} + \cdots + (b_1 - a_1)s + (b_0 - a_0)}{s^n + b_{n-1}s^{n-1} + \cdots + b_1s + b_0} P_n \cdot P_{\text{WF}}^{\circ}(s).
\end{aligned} \tag{4.3}$$

ここで、 $P_{\text{WF}}(s)$ を WF 定格出力 P_n と WF 出力の p.u. 値 $P_{\text{WF}}^{\circ}(s)$ の積、すなわち $P_{\text{WF}}(s) = P_n \cdot P_{\text{WF}}^{\circ}(s)$ と定義している。

フィルタと容量の関係性を導出するために、理想的に電力貯蔵装置が制御されている場合の残存容量 $E(s)$ を求める。 $E(s)$ は電力貯蔵装置出力要求値 $P_{\text{Eref}}(s)$ を積分することで次の (4.4) 式で表される。なお、ここでも電力貯蔵装置における損失をゼロとしているため $P_{\text{Eref}}(s) = P_E(s)$ となることに注意されたい。

$$\begin{aligned}
E(s) &= \frac{1}{s} P_{\text{Eref}}(s) \\
&= \frac{1}{s} (1 - G_{\text{Fn}}(s)) P_n \cdot P_{\text{WF}}^{\circ}(s) \\
&= \frac{(b_n - a_n)s^n + (b_{n-1} - a_{n-1})s^{n-1} + \cdots + (b_1 - a_1)s + (b_0 - a_0)}{s^{n+1} + b_{n-1}s^n + \cdots + b_1s^2 + b_0s} P_n \cdot P_{\text{WF}}^{\circ}(s).
\end{aligned} \tag{4.4}$$

(4.4) 式より、 $P_{\text{WF}}^{\circ}(s)$ から $E(s)$ までの伝達関数 $G_E(s)$ は

$$\begin{aligned}
G_E(s) &= \frac{E(s)}{P_{\text{WF}}^{\circ}(s)} \\
&= \frac{P_n}{s} (1 - G_{\text{Fn}}(s)) \\
&= P_n \frac{(b_n - a_n)s^n + (b_{n-1} - a_{n-1})s^{n-1} + \cdots + (b_1 - a_1)s + (b_0 - a_0)}{s^{n+1} + b_{n-1}s^n + \cdots + b_1s^2 + b_0s}
\end{aligned} \tag{4.5}$$

となる。(4.5) 式は WF 出力 [p.u.] に対する残存容量を与えるものである。ここで、 $P_{\text{WF}}^{\circ}(t)$ は 0 から 1 までの値を取る信号であることを考慮すると、電力貯蔵装置の残存容量を最大にする worst-case の WF 出力 $P_{\text{WFE}}^{\circ}(t)$ は

$$P_{\text{WFE}}^{\circ}(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(\omega_{p1}t) \tag{4.6}$$

となる。ただし、 ω_{p1} は $|G_E(j\omega_{p1})|$ が最大振幅となる角周波数である。したがって、電力貯蔵装置は WF 出力の変動成分のみを補償することを踏まえると、worst-case の残存容

量定常時間応答 $E_{\text{worst}}(t)$ は

$$E_{\text{worst}}(t) = \frac{1}{2} \|G_E\|_{\infty} \cos(\omega_{p1}t) \quad (4.7)$$

となる。なお、 $\|\cdot\|_{\infty}$ は \mathcal{H}_{∞} ノルムを意味する。ここで、WF 出力を平滑化するために必要な電力貯蔵装置の kWh 容量を E_s と定義すると、(4.7) 式および Fig. 4.2 からわかるとおり、 E_s は $E_{\text{worst}}(t)$ の最大変化幅 (最大値と最小値の差) 以上の値にしなければならない。そして、その最大変化幅は $\|G_E\|_{\infty}$ に一致する。以上より、電力貯蔵装置の所要 kWh 容量は

$$E_s = \|G_E\|_{\infty} = P_n \|G_I \cdot (1 - G_{Fn})\|_{\infty} \quad (4.8)$$

となる。ここで、 $G_I(s) = 1/s$ である。

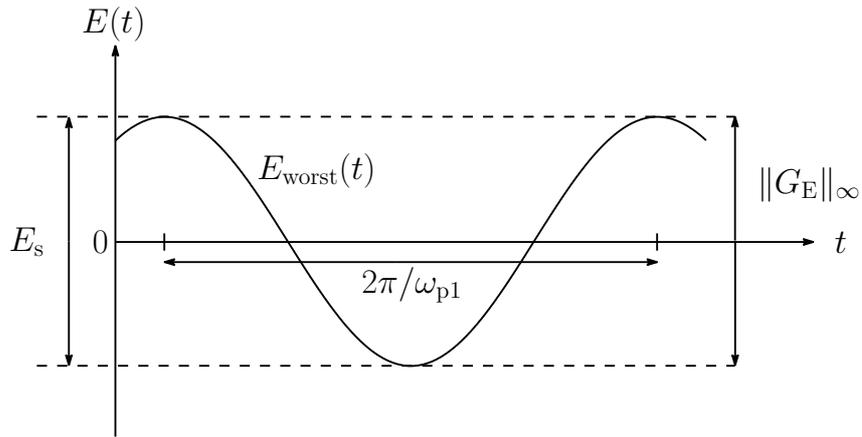


Fig 4.2: Worst-case steady-state response $E_{\text{worst}}(t)$.

(4.8) 式より、電力貯蔵装置の所要 kWh 容量は WF 定格出力と $\|G_I \cdot (1 - G_{Fn})\|_{\infty}$ の積で求めることができることがわかる。なお、(4.7) 式および Fig. 4.2 が示すように、 $E_{\text{worst}}(t)$ は負になるときがある。これを防ぐために、Fig. 3.5 に示した制御系の m_1 に $1/2\|G_E\|_{\infty}$ を加算する必要がある。

一方、3.3 節で説明したように電池などの電力貯蔵装置には充電レベルの適正範囲がある。したがって、実際には設計した電力貯蔵装置容量 E_s に係数 α を乗じた αE_s しか利用することができない。そのため、kWh 容量を E_s で設計した場合、WF 出力を平滑化するとき電力貯蔵装置の残存容量に過不足が生じることが予想される。そこで、(4.8) 式で求めた値の $1/\alpha$ 倍に kWh 容量を設計することで、充電レベル適正值を考慮できる。結果

として、充電レベルを考慮した最終的な電力貯蔵装置の所要 kWh 容量 E_α は

$$E_\alpha = \frac{1}{\alpha} \|G_E\|_\infty = \frac{P_n}{\alpha} \|G_I \cdot (1 - G_{Fn})\|_\infty \quad (4.9)$$

となる。上式からわかるとおり、電力貯蔵装置の所要 kWh 容量はフィルタの関数となっている。

上述したように、フィルタの次数および未定係数を $n = 1, a_0 = 1, a_1 = 0, b_0 = 0, b_1 = T$ とおくと、 $G_{Fn}(s)$ は LPF に一致する。このとき $\|G_E\|_\infty$ を求めると LPF 時定数 T となる。したがって、LPF を制御系に用いた場合の電力貯蔵装置の所要 kWh 容量は、WF 定格出力と LPF 時定数 T の積となり、文献 [26] の結果と一致する。このことから、本容量決定法は従来提唱されている、LPF を制御系に用いた場合の容量決定法も包括していると言える。

4.3 制御系フィルタと所要定格出力の関係

電力貯蔵装置の所要定格出力を見積もることにより、電力貯蔵装置に接続される電力変換器の定格出力などを決定することができる。そして、その低減化は低コスト化に直結する。本項では、従来明らかにされていなかった電力貯蔵装置制御系のフィルタと所要定格出力の関係性を明らかにし、次章にてこの結果を利用した所要定格出力を低減する制御器設計法について検討を行う。

制御系フィルタと所要定格出力の関係性に関しても、容量と同様の手順で導出することができる。(4.3) 式より、WF 出力 $P_{WF}^\circ(s)$ から電力貯蔵装置出力目標値 $P_{Eref}(s)$ までの伝達関数 $G_P(s)$ は

$$\begin{aligned} G_P(s) &= \frac{P_E(s)}{P_{WF}^\circ(s)} \\ &= P_n(1 - G_{Fn}(s)) \\ &= P_n \frac{(b_n - a_n)s^n + (b_{n-1} - a_{n-1})s^{n-1} + \dots + (b_1 - a_1)s + (b_0 - a_0)}{s^n + b_{n-1}s^{n-1} + \dots + b_1s + b_0} \end{aligned} \quad (4.10)$$

となる。なお、前節と同様に電力貯蔵装置の損失をゼロと仮定しているため $P_{Eref}(s) = P_E(s)$ である。ここで、電力貯蔵装置の出力を最大にする worst-case の WF 出力 $P_{WEP}^\circ(s)$ は

$$P_{WEP}^\circ(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(\omega_{p2}t) \quad (4.11)$$

となる。ただし、 ω_{p2} は $|G_P(j\omega)|$ が最大振幅となる角周波数である。したがって、電力貯蔵装置は WF 出力の変動成分のみを補償することを踏まえると、worst-case の電力貯蔵装置出力定常時間応答 $P_{E\text{worst}}(t)$ は

$$P_{E\text{worst}}(t) = \frac{1}{2} \|G_P\|_\infty \cos(\omega_{p2}t) \quad (4.12)$$

となる。ここで、WF 出力を平滑化するために必要な電力貯蔵装置の出力定格を P_s と定義すると、(4.12) 式および Fig. 4.3 からわかるとおり、 P_s は $P_{E\text{worst}}(t)$ の最大振幅以上の値にしなければならない。そして、その最大振幅は $\frac{1}{2} \|G_P\|_\infty$ に一致する。以上より、電力貯蔵装置の所要出力定格は

$$P_s = \frac{1}{2} \|G_P\|_\infty = \frac{P_n}{2} \|(1 - G_{Fn})\|_\infty \quad (4.13)$$

で計算することができる。上式からわかるとおり、電力貯蔵装置の所要定格出力はフィルタの関数となっている。

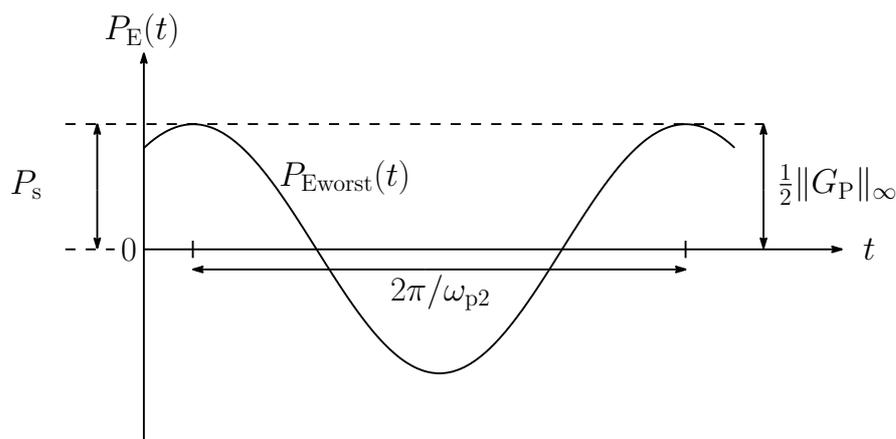


Fig 4.3: Worst-case steady-state response $P_{E\text{worst}}(t)$.

第5章 電力システムの周波数特性を利用した 電力貯蔵装置制御系設計

5.1 はじめに

これまで述べたように、従来提案されている LPF を用いた制御系では設計の自由度が低いために、電力システムの周波数制御で対応できない WF 出力変動のみをピンポイントで補償するといったことが難しく、電力貯蔵装置の kWh 容量および定格出力を過大に設計しなければならなかった。加えて、LPF のフィルタパラメータ (時定数) の体系的な設計方法も構築されていないため、シミュレーションにより試行錯誤的に決定しなければならず、適切なフィルタパラメータを選定することも困難であった。

本章では電力貯蔵装置の所要 kWh 容量および所要定格出力を低減するために、4 章の結果および 2.3.10 項で得られたシステムの周波数特性を利用した新しい制御系設計法を 3 つ提案する。本設計法により LPF を含む広いクラスのフィルタを設計することができる。

5.2 ノッチフィルタ制御系

2.3.5 項で説明したとおり、通常、電力システムの周波数変動は火力・水力発電機の周波数制御によって抑制される。しかし、大規模な WF 導入時には、Fig. 2.21 が示すように、本モデルシステムでは WF 出力変動の内、約 0.5 rad/s を中心とした帯域の周波数変動抑制能力が低いことが確認できる。このことから電力貯蔵装置により、この帯域のみ WF 出力変動を補償すれば、システム周波数変動を抑制できることがわかる。したがって、本節では特定の帯域のみを抑制するノッチフィルタ制御系を持つ電力貯蔵システムを提案し、そのフィルタの設計法について述べる。

5.2.1 ノッチフィルタによるWF出力平滑化

Fig. 5.1 に (5.1) 式のノッチフィルタを持つ電力貯蔵装置制御系を示す。また、例として Figs. 5.2 にノッチフィルタの周波数特性を示す。

$$G_{\text{NF}}(s) = \frac{s^2 + \omega_c^2}{s^2 + 2\zeta\omega_c s + \omega_c^2}. \quad (5.1)$$

ただし、

ω_c : 中心周波数 [rad/s]

ζ : ダンピング係数

である。

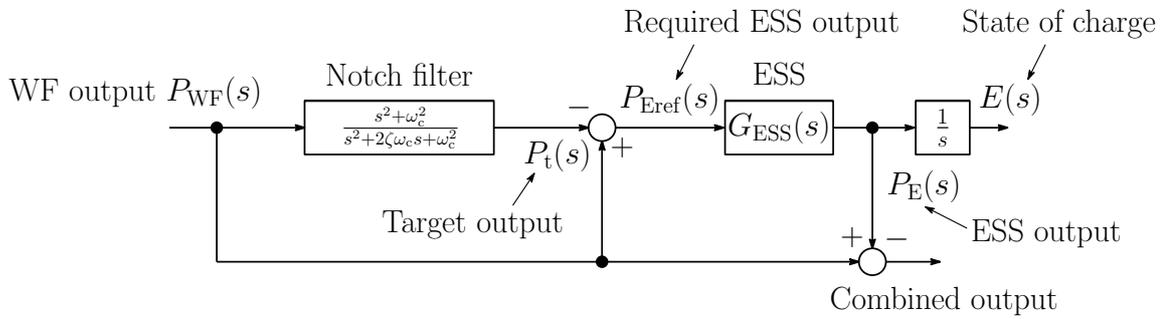


Fig 5.1: ESS control system with a notch filter.

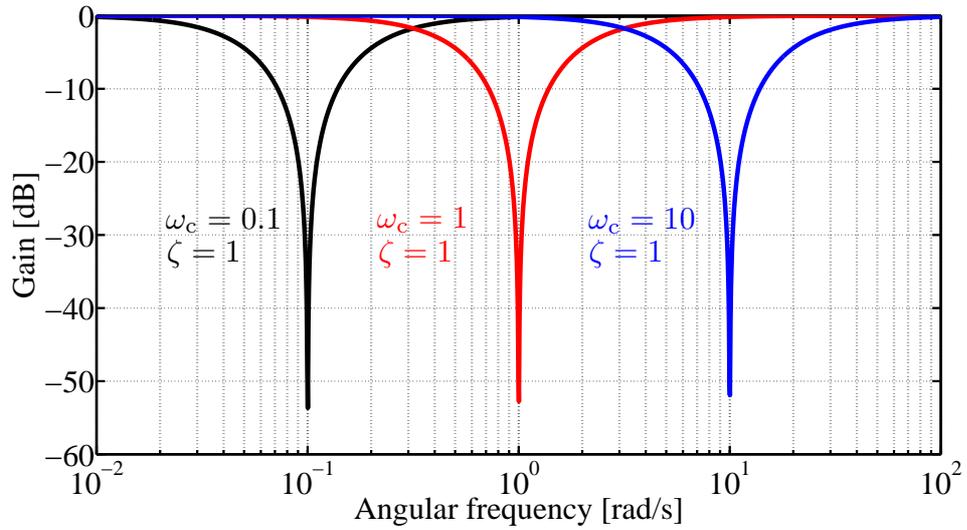
Figs. 5.2 からわかるとおり、ノッチフィルタは中心周波数 ω_c を中心にダンピング係数 ζ に応じて信号を抑制することがわかる。

Fig. 5.1 より、系統に送電される電力 $P_t(s)$ および電力貯蔵装置の出力要求値 $P_{\text{Eref}}(s)$ はそれぞれ以下となる。なお、電力貯蔵装置の動特性と損失は無視し、充電方向を正としている。

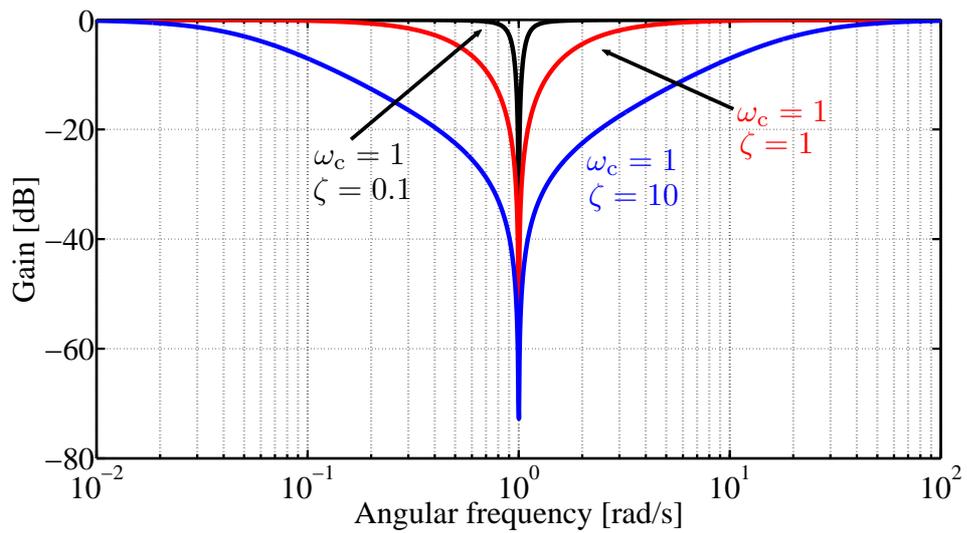
$$P_t(s) = \frac{s^2 + \omega_c^2}{s^2 + 2\zeta\omega_c s + \omega_c^2} P_n \cdot P_{\text{WF}}^\circ(s). \quad (5.2)$$

$$\begin{aligned} P_{\text{Eref}}(s) &= P_{\text{WF}}(s) - P_t(s) \\ &= \frac{2\zeta\omega_c s}{s^2 + 2\zeta\omega_c s + \omega_c^2} P_n \cdot P_{\text{WF}}^\circ(s). \end{aligned} \quad (5.3)$$

(5.2) および (5.3) 式より、電力貯蔵装置の出力が $P_{\text{Eref}}(s)$ に適切に制御されれば、系統にはノッチフィルタにより特定の帯域が取り除かれた WF 出力を送電することができる。



(a) $\zeta = \text{const.}$



(b) $\omega_c = \text{const.}$

Fig 5.2: Frequency characteristics of notch filters.

5.2.2 所要 kWh 容量および所要定格出力

(5.1) 式のノッチフィルタも (4.1) 式により表現できることを考慮すると、電力貯蔵装置制御系にノッチフィルタを用いた場合においても、(4.8) および (4.12) 式を用いることで所要 kWh 容量および所要定格出力を算出することができる。

実際に (4.8) 式より容量を求めると

$$E_s = \begin{cases} \frac{P_n}{\omega_c \sqrt{1-\zeta^2}} & : 0 < \zeta < \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{2\zeta P_n}{\omega_c} & : \frac{1}{\sqrt{2}} \leq \zeta \end{cases} \quad (5.4)$$

となる。上式 (5.4) より、ノッチフィルタを用いた本提案制御系においては、理想的な電力貯蔵装置の所要 kWh 容量は、 $0 < \zeta < \frac{1}{\sqrt{2}}$ のとき、WF 定格出力 P_n の $1/\omega_c\sqrt{1-\zeta^2}$ 倍、 $\zeta \geq \frac{1}{\sqrt{2}}$ のとき、 P_n の $2\zeta/\omega_c$ 倍に決定すればよいことがわかる。

(5.4) 式より、フィルタパラメータ ω_c および ζ を

$$\begin{cases} \frac{1}{\omega_c\sqrt{1-\zeta^2}} < T & : 0 < \zeta < \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{2\zeta}{\omega_c} < T & : \frac{1}{\sqrt{2}} \leq \zeta \end{cases} \quad (5.5)$$

となるように選ぶことができれば所要 kWh 容量を LPF よりも低減できることがわかる。実際、次項で説明する設計法により適切にフィルタパラメータを選ぶことで、本電力系統モデルを用いた場合、LPF よりも所要容量を低減できる。

一方、(4.12) より、所要定格出力を求めると

$$P_s = \frac{P_n}{2} \quad (5.6)$$

となる。これは、(3.3) 式からわかるとおり、LPF を制御系に用いた場合の電力貯蔵装置の所要定格出力に一致する。したがって、定格出力に関してはノッチフィルタを用いた制御系では LPF よりも低減することはできない。

5.2.3 ノッチフィルタの設計指針

本項ではノッチフィルタの設計指針を示す。まず、ノッチフィルタの中心周波数 ω_c は、Fig. 2.21 の系統周波数変動特性より最大の周波数変動を引き起こす WF 出力の周波数に設定する。したがって、本システムモデルにおいては中心周波数 ω_c を 0.5 rad/s に設計する。次に、ダンピング係数 ζ を決定する。 ζ に対する (5.4) 式で求めた E_s の値を Fig. 5.3 に示す。そして、Fig. 5.4 に ζ に対するノッチフィルタ制御系を持つ電力貯蔵装置を導入した場合の WF 出力 $P_{WF}(s)$ から系統周波数変動までのゲイン線図を示す。なお、Fig. 5.4 は $P_n/2 \cdot G_{sys}(s)$ にノッチフィルタ伝達関数 $G_{NF}(s)$ を乗じた伝達関数 $P_n/2 \cdot G_{NF}(s)G_{sys}(s)$ より得られる。また、Fig. 5.3 は WF 定格出力 $P_n = 1$ MW の場合、Fig. 5.4 は WF を系統容量の 12% (9840 MW) 導入した場合について描写している。

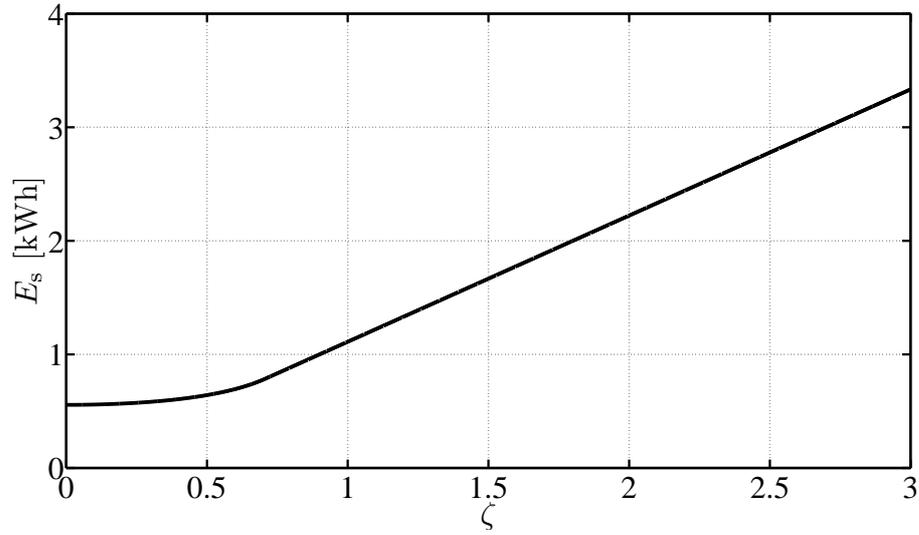


Fig 5.3: E_s for ζ .

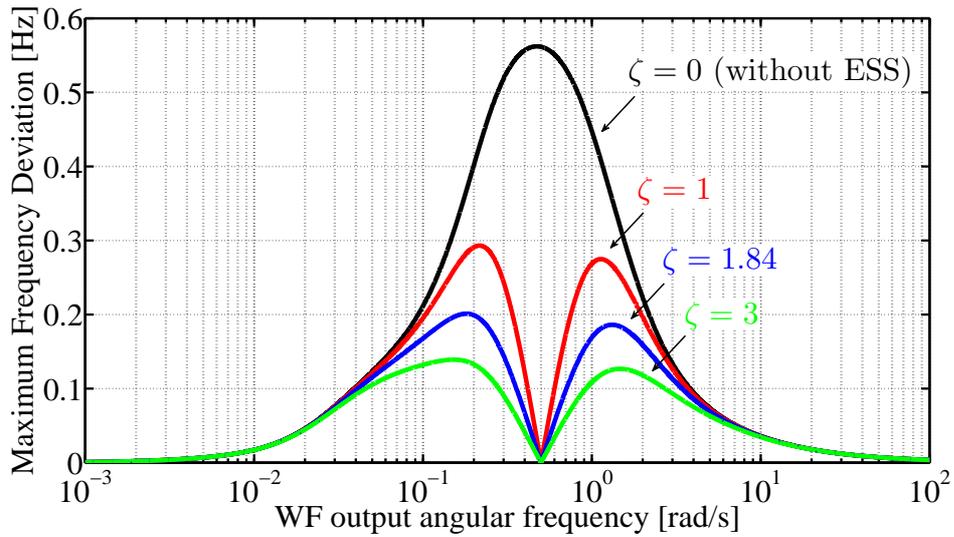


Fig 5.4: Frequency characteristics of power system with ESS using notch filter control system.

Fig. 5.2(b) および Fig. 5.4 からわかるとおり、ノッチフィルタのダンピング係数 ζ は、大きくすればするほど WF 出力変動を抑制する効果が増加し、システムの周波数変動は低下する。しかし、Fig. 5.3 からわかるとおり、電力貯蔵装置の容量は増加する。本論文では Fig. 2.21 に示したシステムの周波数特性における周波数変動の最大値が ± 0.2 Hz(本システムモデルにおける周波数偏差目標値) 以下になるように設計する。例えば、Fig. 5.4 よりシステム容量の 12% (9840 MW) の WF が導入された場合、 $\zeta = 1.84$ にすることで、WF 出力が

0 ~ 1 p.u. まで変動する worst-case においてもシステムの周波数変動を 0.2 Hz 以下に抑制できることがわかる。

5.2.4 設計例

上記の設計指針に従い設計したノッチフィルタを持つ電力貯蔵装置の性能指数を 1 次 LPF と比較して示す。なお、電力系統に系統容量の 12% (9840 MW) の WF が導入された場合について設計を行っている。また、LPF の設計方法はこれまでに確立されていないため、本論文ではノッチフィルタを設計した場合と同様に、LPF 制御系を持つ電力貯蔵装置を WF に併設したとき、Fig. 2.21 に示したシステムの周波数特性における周波数変動の最大値が ± 0.2 Hz 以下になるように LPF を設計する。結果として、Fig. 5.5 より、LPF の時定数 T は 8.8 に設計した。

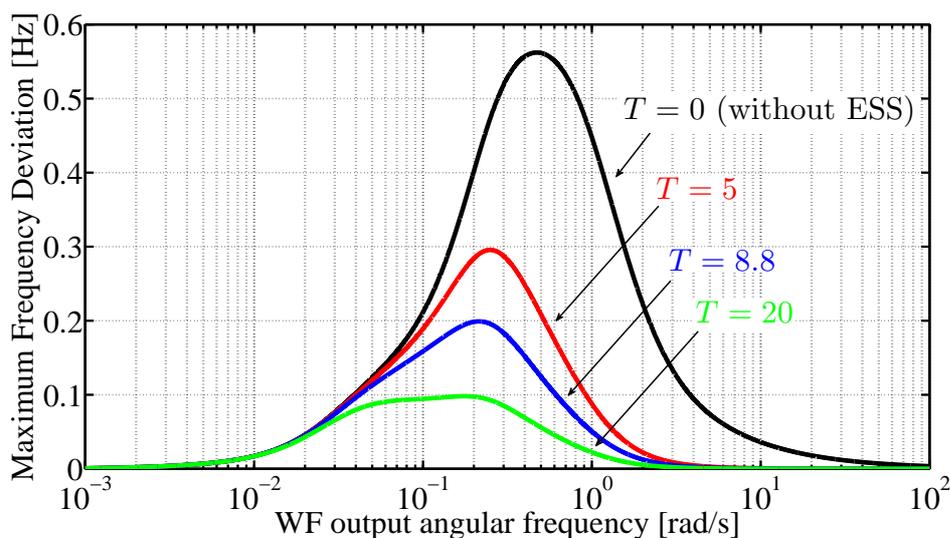


Fig 5.5: Frequency characteristics of power system with ESS using LPF control system.

設計したフィルタのパラメータを Table 5.1 に示す。Fig. 5.6 に設計したノッチフィルタの周波数特性、Fig. 5.7 に 1 次 LPF の周波数特性、Fig. 5.8 にそれぞれの制御系を持つ電力貯蔵装置が WF に併設されたときの電力系統の周波数特性を示す。また、Table 5.2 に設計された制御系を持つ電力貯蔵装置の性能指数を示す。Figs. 5.9 に WF 出力 $P_{WF}(s)$ から電力貯蔵装置出力 $P_E(s)$ までの伝達関数 $G_P(s)/P_n$ の周波数特性を示す。

Table 5.1: Filter parameters.

	Notch filter	LPF
ω_c	0.5	–
ζ	1.84	–
T	–	8.8

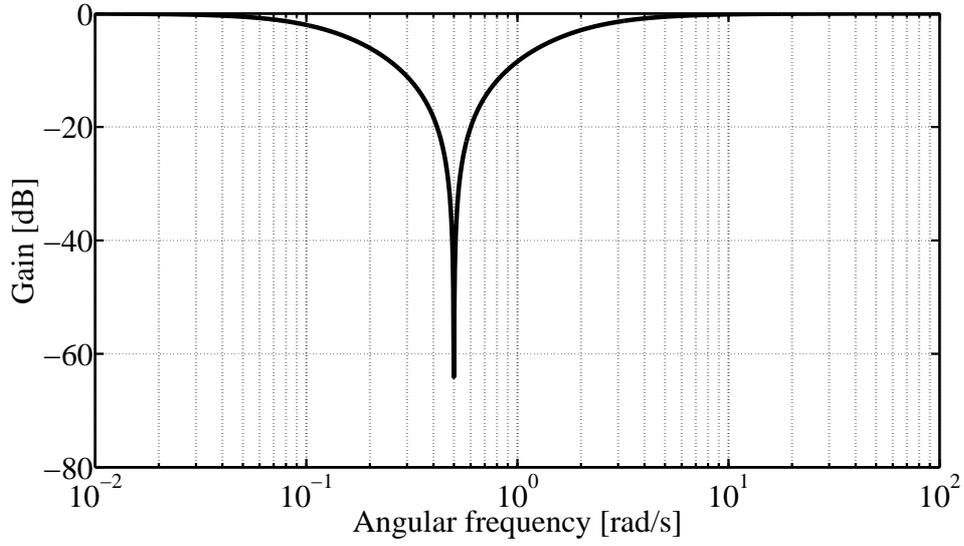


Fig 5.6: Frequency characteristics of designed notch filter.

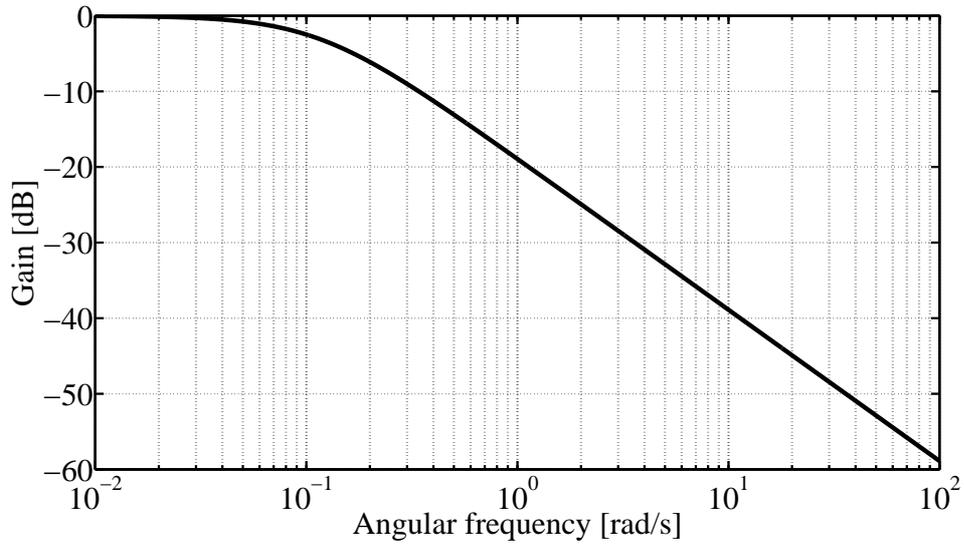


Fig 5.7: Frequency characteristics of designed LPF.

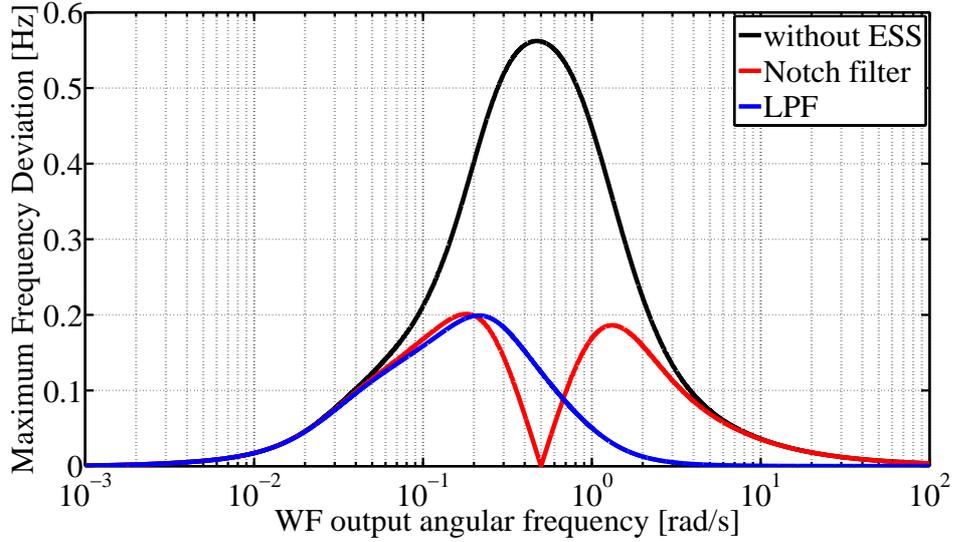
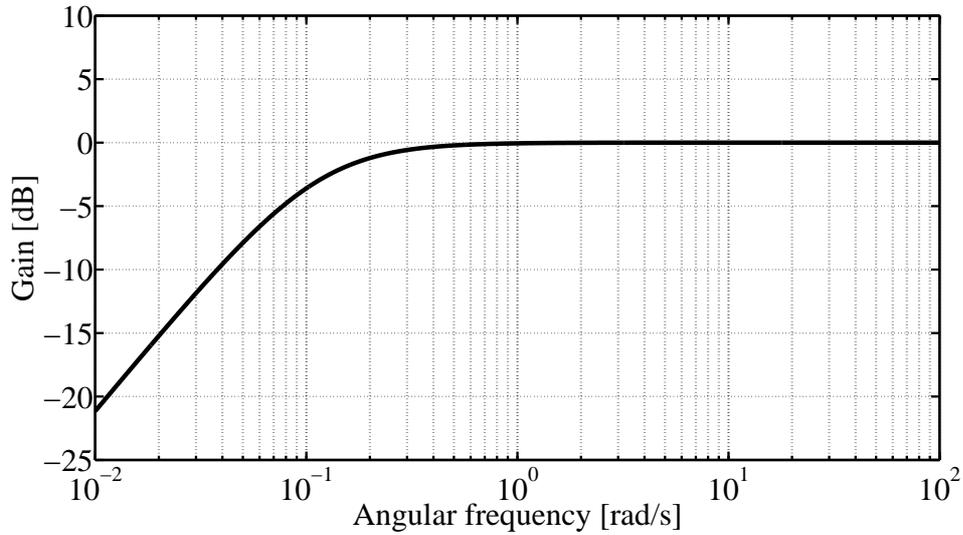


Fig 5.8: Frequency characteristics of power system with ESS.

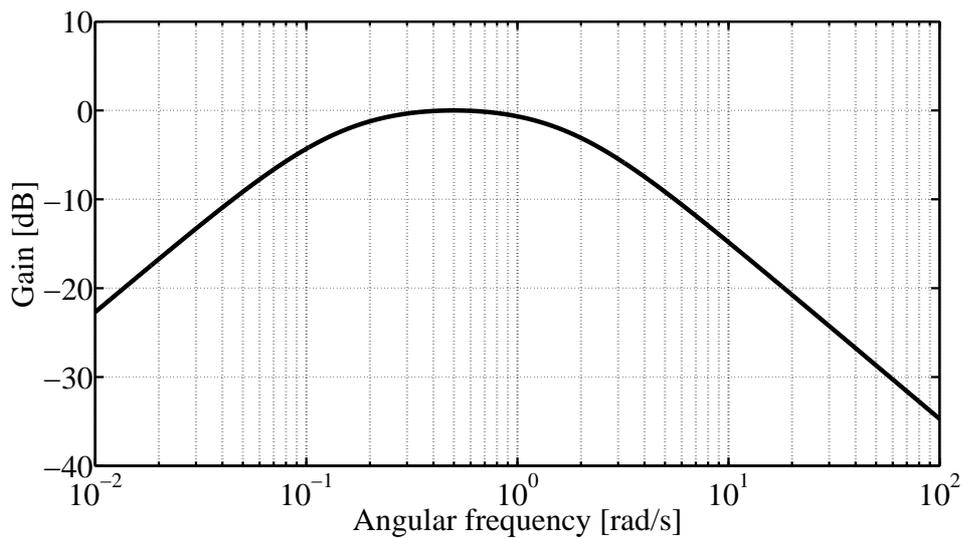
Table 5.2: Performance indices of ESS.

	Notch filter	LPF
$\ G_I \cdot (1 - G_{Fn})\ _\infty$	7.36	8.8
$\ (1 - G_{Fn})\ _\infty$	1	1
Energy capacity [MWh]	20.12	24.05
Capacity ratio	0.837	1
Rated power [MW]	4920	4920
Power ratio	1	1

Table 5.2 より、ノッチフィルタを用いた提案制御系は従来提案されている LPF 制御系よりも電力貯蔵装置の容量を約 16% 削減できている。この理由としては、Fig. 5.8 からわかるとおり、LPF では必要以上に WF 出力変動を抑制するため、大容量の電力貯蔵装置が必要となる。一方、Figs. 5.9 が示すように、電力貯蔵装置の定格出力を決定づける $G_P(s)/P_n$ の周波数特性は異なるが、その \mathcal{H}_∞ ノルムは同じ 1 であるため、定格出力に関しては LPF と同じ値が必要となる。ノッチフィルタはその特性上、Figs. 5.2 に示すように限られた周波数特性しか取ることができない。そのため、5.2.2 項で述べたように、LPF を用いた場合と同じ所要定格出力が必要となる。



(a) LPF controller.



(b) Notch filter controller.

Fig 5.9: Frequency characteristics of $G_P(s)/P_n$.

本節では得られた電力系統の周波数特性からノッチフィルタに注目して議論を進めてきた。しかし、対象とする電力系統が本論文で用いたものと異なれば、当然周波数特性も異なる。したがって、Figs. 5.2を見てもわかるとおり、ノッチフィルタは限られた周波数特性しか取ることができないため、系統の特性によってはノッチフィルタを使用しても期待する効果が得られない場合がある。また、同様の理由から電力貯蔵装置の所要定格出力が低減できないことに加え、所要 kWh 容量の低減効果についても制限されていると言える。このことは、ノッチフィルタよりもさらに自由度の高いフィルタを用いること

で、ノッチフィルタを用いる以上に電力貯蔵装置の容量および出力を低減できる可能性があることを示唆している。したがって、本電力系統と異なるモデルにおいても、その得られた周波数特性から LPF やハイパスフィルタなどのフィルタをうまく組み合わせることで、LPF を用いた電力貯蔵装置よりも低容量なものを設計できる可能性がある。しかし、そのようなフィルタを試行錯誤により設計することは非常に労力を必要とする。これらを踏まえ、次節では広いクラスのフィルタ設計法を提案する。

5.3 数値最適化手法を用いたフィルタ設計法

一般に電力貯蔵装置の kWh 容量 (または定格出力) と WF 出力平滑化の間にはトレードオフが存在する。本節では、このトレードオフを考慮することで電力貯蔵装置の低容量・低出力化を可能とする新しいフィルタ設計法を提案する。本設計法により設計されたフィルタを持つ電力貯蔵装置は、火力・水力発電機で行われる周波数制御では対応できない WF 出力変動のみをピンポイントで補償するため、電力貯蔵装置の低容量・低出力化を達成できる。

5.3.1 設計手順

電力貯蔵装置の制御系フィルタ設計問題は、WF 出力平滑化の性能を担保しながら、電力貯蔵装置の kWh 容量および定格出力を小さくする問題である。言い換えると、(5.7) 式 (再掲) の一般化されたフィルタのパラメータを、これらの要求を満たすように決定する問題である。

$$G_{Fn}(s) = \frac{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0}{s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0}. \quad (5.7)$$

4 章で述べたように、(4.8) および (4.13) 式から、一般化されたフィルタと電力貯蔵装置の所要 kWh 容量および所要定格出力の関係は明らかである。加えて、2.3.10 節で解析したとおり、系統の周波数特性を決定づける伝達関数 $G_{sys}(s)$ も (2.41) 式より既知である。したがって、上述したフィルタ設計問題は (2.41), (4.8), (4.13) 式を用いて記述すると以下の仕様を満たすフィルタパラメータを探索する問題となる。

1. $\frac{P_n}{2} \|G_{Fn} \cdot G_{sys}\|_{\infty} \leq \Delta f_{ref}$
2. $E_s = P_n \|G_1 \cdot (1 - G_{Fn})\|_{\infty}$ の最小化
3. $P_s = \frac{P_n}{2} \|(1 - G_{Fn})\|_{\infty}$ の最小化

ただし、 Δf_{ref} は任意の周波数偏差目標値 [Hz] である。

これらの仕様を満たすフィルタを設計するための手順を以下に示す。

Step 1

WF 出力 P_{WF}° [p.u.] から系統の周波数変動 Δf [Hz] までの伝達関数 $G_{\text{sys}}(s)$ を求める。なお、この段階では WF に電力貯蔵装置は併設していないことに注意されたい。

Step 2

(5.7) 式で表されるフィルタの次数を決定する。例えば、3次 ($n = 3$) と設定すればフィルタは

$$G_{\text{F3}}(s) = \frac{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (5.8)$$

となる。

Step 3

WF に電力貯蔵装置を併設した場合の WF 出力変動 P_{WF} [MW] から系統周波数変動 Δf [Hz] までの伝達関数 $G_{\text{Fsys}}(s)$ を求める。 $G_{\text{Fsys}}(s)$ は以下で計算できる¹。

$$G_{\text{Fsys}}(s) = G_{\text{Fn}}(s) \cdot \frac{P_n}{2} G_{\text{sys}}(s). \quad (5.9)$$

Step 4

電力貯蔵装置の kWh 容量および定格出力が最小となるフィルタのパラメータ a_i ($i = 0, 1, \dots, n$) および b_j ($j = 0, 1, \dots, n - 1$) を決定する。

本論文では、系統周波数変動の抑制を制約条件とし、電力貯蔵装置の kWh 容量および定格出力の最小化に関する多目的最適化問題を解くことで、上述した設計仕様を満たす制御系フィルタを設計する。

はじめに、電力貯蔵装置の kWh 容量の最小化について考える。系統の周波数変動と電力貯蔵装置の容量に関する設計仕様は以下のコスト関数の最小化として定式化される。

$$J_1 = \|G_1 \cdot (1 - G_{\text{Fn}})\|_{\infty} + P_1. \quad (5.10)$$

¹ $P_n/2$ が乗算されている理由は 2.3.10 項で説明したとおりである。

ここで、 P_1 は系統の周波数変動に関するペナルティ関数であり、以下として定義される。

$$P_1 = \begin{cases} \infty & : \|G_{\text{Fsys}}\|_{\infty} > \Delta f_{\text{ref}} \\ 0 & : \|G_{\text{Fsys}}\|_{\infty} \leq \Delta f_{\text{ref}} \end{cases} \quad (5.11)$$

上式 (5.10) を最小化するフィルタパラメータを見つけることで、系統の周波数変動と所要 kWh 容量に関する設計仕様を満たすフィルタを設計できる。しかしながら、(5.10) 式を最小化しても、所要定格出力最小化に関する設計仕様を満足することはできない。そこで、(5.10) 式の最小値を $J_{1\text{opt}}$ と定義し、系統周波数変動抑制、所要 kWh 容量および所要定格出力に関する設計仕様を以下に示すコスト関数の最小化として定式化する。

$$J_2 = \|(1 - G_{\text{Fn}})\|_{\infty} + P_1 + P_2. \quad (5.12)$$

ここで、 P_2 は電力貯蔵装置の所要 kWh 容量が $J_{1\text{opt}}$ よりも増加するのを防ぐためのペナルティ関数であり、以下として定義される。

$$P_2 = \begin{cases} \infty & : \|G_1 \cdot (1 - G_{\text{Fn}})\|_{\infty} > J_{\text{opt1}} \\ 0 & : \|G_1 \cdot (1 - G_{\text{Fn}})\|_{\infty} \leq J_{\text{opt1}} \end{cases} \quad (5.13)$$

(5.12) 式を最小化するフィルタを設計することで、系統の周波数変動抑制効果も担保しながら、電力貯蔵装置の低容量・低出力化を達成することができる。しかし、(5.10) および (5.12) 式を最小化するパラメータを解析的に導出する手法はない。そこで、本論文では、遺伝的アルゴリズム (Genetic algorithm: GA)[49] や粒子群最適化 (Particle Swarm Optimizaion: PSO)[50] などの手法をはじめとした、数値最適化手法を用いることで、これらの式を最小化するフィルタパラメータを導出する。なお、(4.5) および (4.8) 式からわかるとおり、電力貯蔵装置の容量が有限となるためには、フィルタパラメータの a_0 と b_0 の値を等しくしなければならないことに注意されたい²。

(5.13) 式において等式 '=' ではなく不等式 '<=' が用いられているが、これは数値最適化手法を用いて J_1 および J_2 を最適化するためである。

5.3.2 設計例

5.2.4 項と同様に系統容量の 12% (9840 MW) の WF が導入された場合について、例として 1 次, 2 次, 3 次, 4 次の次数を持つフィルタをそれぞれ設計する。また、周波数偏差目標値 $\Delta f_{\text{ref}} = 0.2$ Hz としている。

² $a_0 \neq b_0$ ならば、 $G_E(s)$ は原点に極を持つ。そのため、 E_s が ∞ となる。

前項で説明したとおり，(5.10) および (5.12) 式を最小化するフィルタパラメータを解析的に導出する手法はないので数値最適化手法を用いる．本論文では勾配計算の不要な確率的多点探索法として広く利用されている GA を用いた．また，実際に GA を用いて (5.10) および (5.12) 式を最小化するために，Matlab optimization toolbox の GA solver を使用した．Table 5.3 に使用した GA のパラメータを示す．なお個体数と世代数以外は GA solver の初期設定を用いている．

Table 5.3: Genetic algorithm parameters.

Population size	20
Coding	Binary
Selection scheme	Stochastic universal sampling
Crossover operator	Uniform crossover
Mutation scheme	Gaussian mutation
Termination criterion	5000 iterations

はじめに， J_1 を最小化した結果について述べる．Table 5.4 に J_1 を最小化した結果得られたフィルタパラメータを示す．そして，それらのフィルタの周波数特性を Fig. 5.10 に示す．Table 5.5 に $J_1 (= J_{1\text{opt}})$ および J_2 の値，そして $\|G_{\text{Fsys}}\|_\infty$ の値を示す．Table 5.5 には，5.2.4 項で設計した 1 次 LPF の結果も合わせて示している．なお，設計した 1 次フィルタは分子に零点を持っている点で従来の 1 次 LPF と異なる点に注意されたい．

Table 5.4: Filter parameters after optimization of J_1 .

Coefficients	Filter order			
	1st	2nd	3rd	4th
a_0	0.1039	0.6691	0.2353	0.217
a_1	0.1773	1.341	1.265	1.116
a_2	–	2.511	4.636	4.212
a_3	–	–	2.505	2.743
a_4	–	–	–	1.723
b_0	0.1039	0.6691	0.2353	0.217
b_1	–	5.543	2.319	2.136
b_2	–	–	11.37	9.333
b_3	–	–	–	3.350

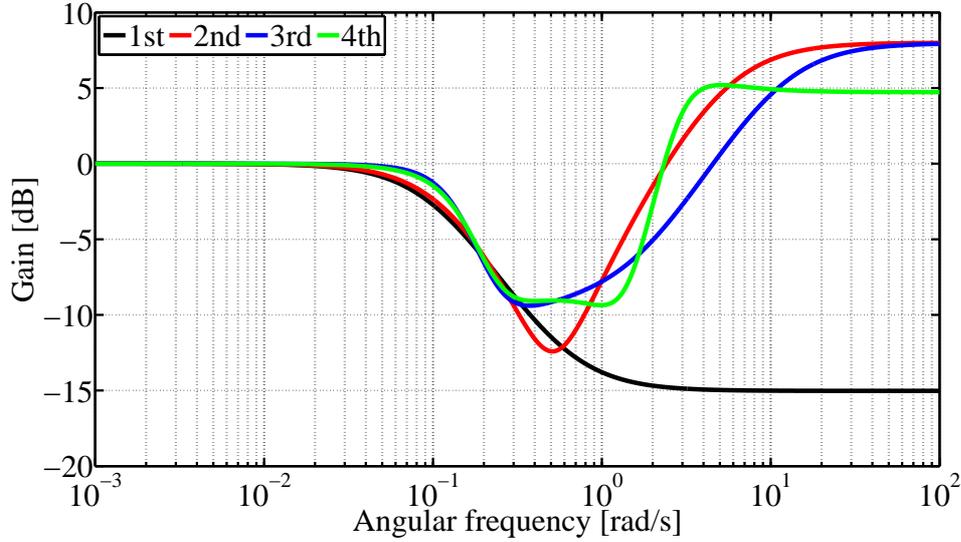


Fig 5.10: Frequency characteristics of designed filters.

Table 5.5: Cost values after optimization of J_1 .

Filter	1st	2nd	3rd	4th	LPF
$\ G_I \cdot (1 - G_{Fn})\ _\infty (J_1^\circ)$	7.92	6.28	4.815	4.745	8.8
$\ (1 - G_{Fn})\ _\infty$	0.82	1.51	1.51	1.25	1
$\ G_{Fsys}\ _\infty$	0.198	0.198	0.198	0.198	0.20

Table 5.5 からわかるとおり，電力貯蔵装置の容量を決定づける $\|G_I \cdot (1 - G_{Fn})\|_\infty$ は LPF と比べ低減できている．また，システムの周波数特性に関する制約 $\|G_{Fsys}\|_\infty \leq 0.2$ も満たしている．しかし，電力貯蔵装置の定格出力を決定づける $\|(1 - G_{Fn})\|_\infty$ に関しては LPF よりも増加していることがわかる．

次に， J_1 を最小化した結果を基に J_2 の最小化を行う．Table 5.6 に J_2 を最小化した結果得られたフィルタパラメータを示す．Fig. 5.11 に設計したフィルタの周波数特性を示す．Table 5.7 に J_1 および $J_2 (= J_{2opt})$ の値，そして $\|G_{Fsys}\|_\infty$ の値を示す．なお， J_{2opt} は (5.12) 式の最小値である³．Figs. 5.12 にそれぞれのフィルタを持つ電力貯蔵装置が WF に併設されたときの電力システムの周波数特性を示し，それらの特性を比較した図を Fig. 5.13 に示す．また，Fig. 5.14 に WF 出力 $P_{WF}(s)$ から電力貯蔵装置出力 $P_E(s)$ までの伝達関数 $G_P(s)/P_n$ の周波数特性を示す．なお，Table 5.7 および Fig. 5.13 には，5.2.4 項で設計し

³厳密には GA により得られた J_{1opt} , J_{2opt} は J_1 , J_2 の最小値ではない．ここでは，GA により最小化された J_1 , J_2 の値を最小値 J_{1opt} , J_{2opt} と呼んでいる．

た1次LPFの結果も合わせて示している。

Table 5.6: Filter parameters after optimization of J_2 .

Coefficients	Filter order			
	1st	2nd	3rd	4th
a_0	0.1016	0.3447	0.1406	0.1962
a_1	0.1956	0.7379	0.8147	1.151
a_2	–	1.378	2.625	4.173
a_3	–	–	1.752	3.792
a_4	–	–	–	1.570
b_0	0.1016	0.3447	0.1406	0.1962
b_1	–	2.899	1.489	2.074
b_2	–	–	6.404	9.430
b_3	–	–	–	5.171

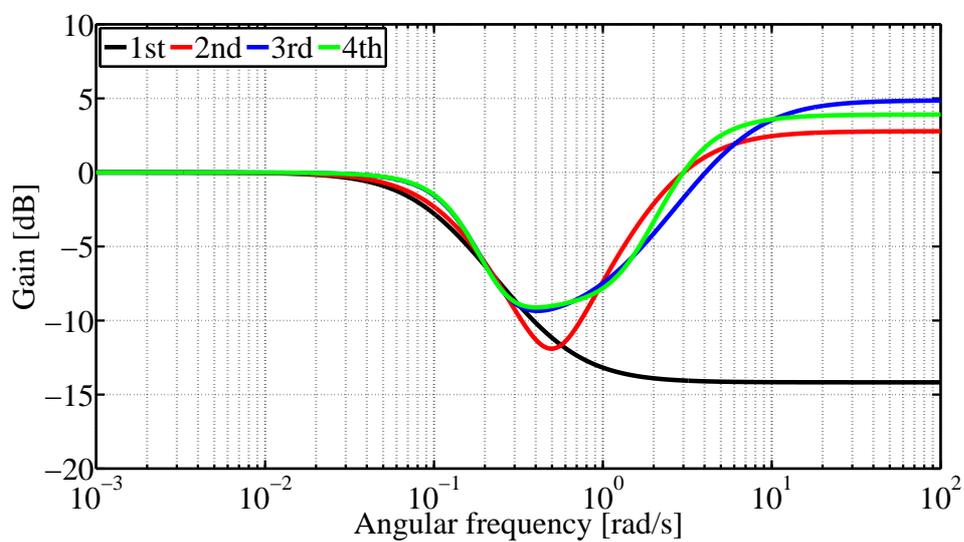
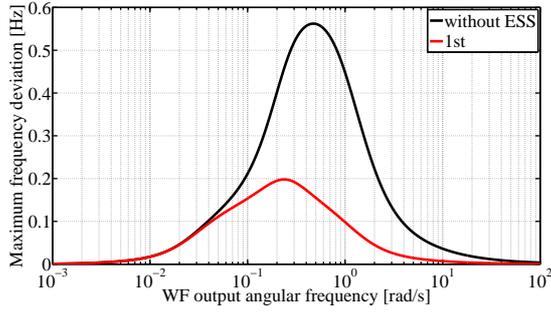


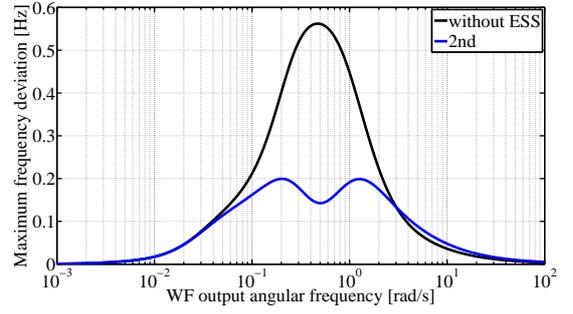
Fig 5.11: Frequency characteristics of designed filters.

Table 5.7: Cost values after optimization of J_2 .

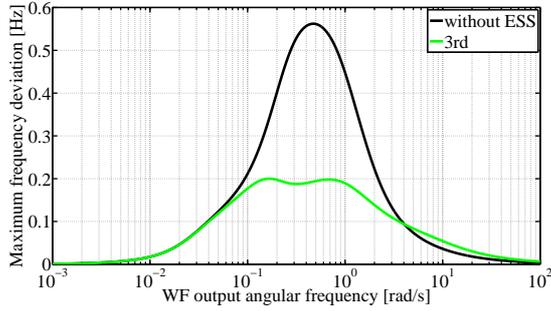
Filter	1st	2nd	3rd	4th	LPF
$\ G_I \cdot (1 - G_{Fn})\ _\infty$	7.92	6.27	4.815	4.745	8.8
$\ (1 - G_{Fn})\ _\infty (J_{2opt})$	0.80	0.75	0.75	0.75	1
$\ G_{Fsys}\ _\infty$	0.198	0.198	0.198	0.198	0.198



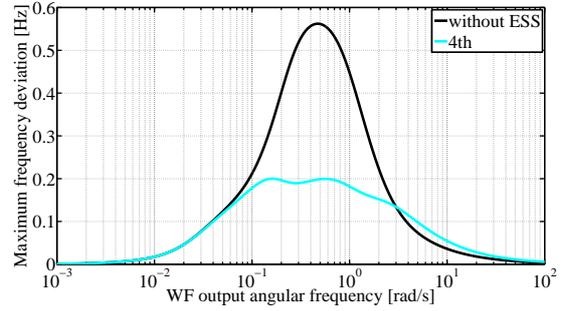
(a) 1st order filter.



(b) 2nd order filter.



(c) 3rd order filter.



(d) 4th order filter.

Fig 5.12: Comparison of Frequency characteristics.

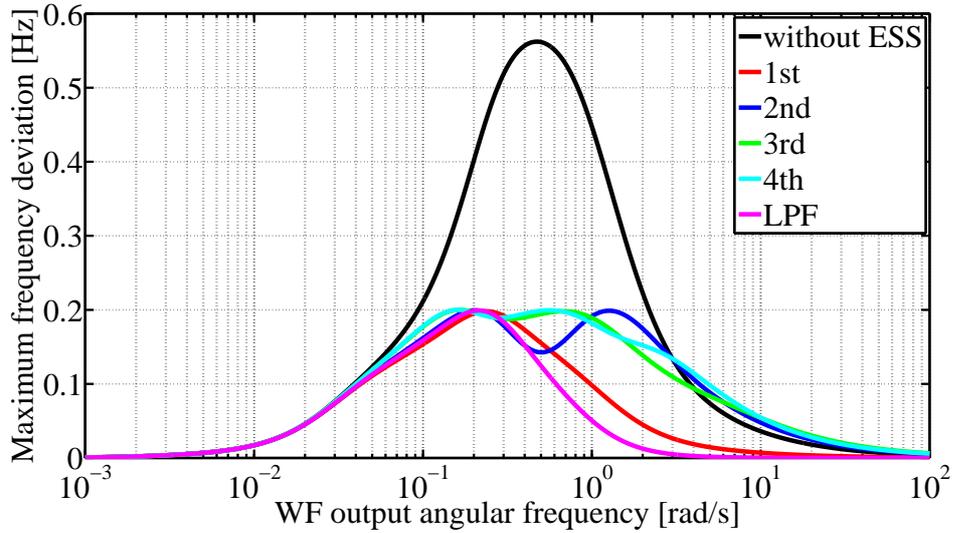


Fig 5.13: Frequency characteristics of power system with ESS using proposed filter control system.

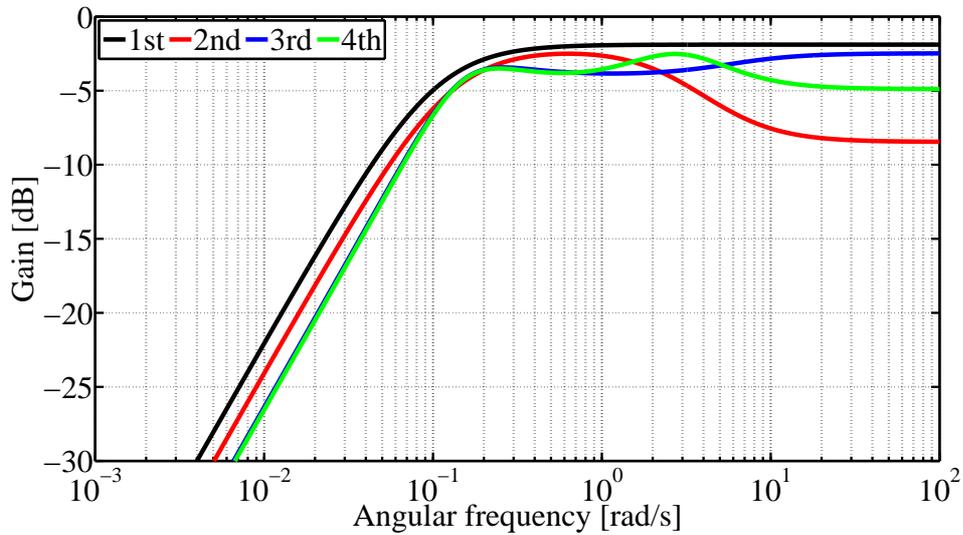


Fig 5.14: Frequency characteristics of $G_P(s)/P_n$.

Table 5.5 および Table 5.7 からわかるとおり, $\|G_I \cdot (1 - G_{Fn})\|_\infty$ を増加させることなく, $\|(1 - G_{Fn})\|_\infty$ を低減できている. また, Fig. 5.14 と Figs. 5.9 を比べると, そのピークゲインは本節で設計した制御器を持つ電力貯蔵装置の方が低いことがわかる. 系統の周波数特性に関する制約 $\|G_{Fsys}\|_\infty \leq 0.2$ も Table 5.7 および Figs. 5.12 から満たしていることが確認できる.

Table 5.8 に提案設計法により設計されたフィルタを持つ電力貯蔵装置の性能指数を示

す。Table 5.8 からわかるとおり，フィルタの次数の増加に伴い電力貯蔵装置の容量を低減でき，4 次のフィルタでは LPF に比べ約 46% の容量低減を達成している。また，定格出力に関しても LPF よりも 25% 低減できた。これらの理由は次のように説明できる。フィルタの次数が増加するにつれ，取りえる周波数特性の自由度も増加する。そのため，Fig. 5.13 が示すように，フィルタの次数が高くなればなるほど，不必要に WF 出力変動を抑制しないフィルタを設計することができるため，電力貯蔵装置の所要 kWh 容量および所要出力定格を低減できる。例えば LPF では 0.3 ~ 100 rad/s の帯域において周波数変動を必要以上に抑制しているのに対し，4 次のフィルタでは最大周波数変動を 0.2 Hz に保ち，不必要に抑制していないことがわかる。なお，フィルタの次数を 4 以上に上げてても，電力貯蔵装置の性能指数をほとんど改善することができなかった⁴。これは，Fig. 5.13 からわかるとおり，0.1 ~ 2 rad/s の帯域のゲインを 0.2 以下に抑えるためには，3 次または 4 次のフィルタの自由度で十分であり，これ以上の高次のフィルタは必要ない。加えて，フィルタの次数が増加すれば数値最適化で探すフィルタパラメータも増加するため，局所解に陥る可能性も増加する。

Table 5.8: Performance indices of ESS.

Filter	1st	2nd	3rd	4th	LPF
Energy capacity [MWh]	21.64	17.13	13.16	12.97	24.05
Capacity ratio	0.900	0.721	0.547	0.539	1
Rated power [MW]	3936	3690	3690	3690	4920
Power ratio	0.80	0.75	0.75	0.75	1
ω_{p1} [rad/s]	0	0	0.054	0.43	0
ω_{p2} [rad/s]	∞	0.63	∞	2.7	∞

5.4 \mathcal{H}_∞ 制御による電力貯蔵装置制御系設計法

前節では数値最適化手法を用いることで，WF 出力平滑化性能を担保しながら，電力貯蔵装置の所要 kWh 容量および所要定格出力を低減するフィルタ制御系を設計する方法を述べた。しかし，数値最適化手法を用いてコスト関数を最小化する場合，フィルタパラメータを探索するときに局所解に陥る可能性があり，電力貯蔵装置の所要 kWh 容量および所要定格出力を十分に低減できないことがある。そこで，本節では \mathcal{H}_∞ 制御を用い

⁴3 次および 4 次のフィルタの結果を比較しても改善率が低いことがわかる。

て、直接的に電力貯蔵装置の所要 kWh 容量および所要定格出力を低減する制御系設計法を提案する。

5.4.1 \mathcal{H}_∞ 制御による制御器設計

これまで得られた結果から、電力貯蔵装置の所要 kWh 容量および所要定格出力は \mathcal{H}_∞ ノルムを用いて表現可能となった⁵。加えて、(5.11) 式から推察されるように、系統周波数変動に関しても \mathcal{H}_∞ ノルムを用いて記述可能である。したがって、所要 kWh 容量、所要定格出力、系統周波数変動に関する設計仕様がすべて \mathcal{H}_∞ ノルムで表現できる。そこで、 \mathcal{H}_∞ 制御理論 [51] を活用し、所要 kWh 容量および所要定格出力最小化と系統周波数変動の抑制を達成する制御器を設計する。

Fig. 5.15 に制御器設計に用いる一般化プラント⁶を示す。Fig. 5.15 における各記号はこれまでと同様であり、 $K(s)$ は制御器、 $W_i(s)$ ($i = 1, 2, 3$) は制御器設計の際に用いる重み関数である。なお、本節においても電力貯蔵装置の応答速度は十分速いとし ($G_{\text{ESS}}(s) = 1$)、損失も無視して考える。また、電力貯蔵装置の出力は正方向を充電としている。

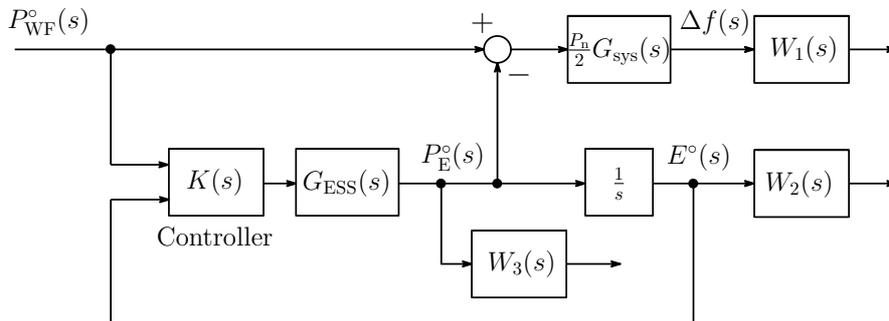


Fig 5.15: Generalized plant.

前節までは、電力貯蔵装置の制御器をフィルタ構造に限って議論を進めてきたが、Fig. 5.15 に示すように、本節ではより一般的な構造である制御器 $K(s)$ を設計する問題を考える。これまでは (4.8) および (4.13) 式に示すように、制御器にフィルタを持つ電力貯蔵装置の所要 kWh 容量と所要定格出力の関係を明らかにした。しかし、Fig. 5.15 のような制御器 $K(s)$ を持つシステムに対しても、これまでと同じ方法で制御器 $K(s)$ と電力貯蔵装置の所要 kWh 容量および所要定格出力を \mathcal{H}_∞ ノルムを用いて関係づけることができる。本構

⁵(4.8) および (4.13) 式参照。

⁶一般化プラントとは、従来からの因習的な意味でのプラントだけでなく、周波数重みで表された不確かさや、ブロック線図の結合構造など、これらすべてを含んで表現したものである [52]。

造における，所要 kWh 容量 E_{sk} と所要定格出力 P_{sk} はそれぞれ以下となる．

$$E_{sk} = P_n \|G_{Ek}\|_{\infty}. \quad (5.14)$$

$$P_{sk} = \frac{P_n}{2} \|G_{Pk}\|_{\infty}. \quad (5.15)$$

ただし，

$G_{Ek}(s)$: $P_{WF}^{\circ}(s)$ から $E^{\circ}(s)$ までの伝達関数

$G_{Pk}(s)$: $P_{WF}^{\circ}(s)$ から $P_E^{\circ}(s)$ までの伝達関数

である．

Fig. 5.15 からわかるように， $G_{Ek}(s)$ および $G_{Pk}(s)$ は制御器 $K(s)$ の関数である．したがって，(5.14)，(5.15) 式より， $K(s)$ によって $\|G_{Ek}\|_{\infty}$ および $\|G_{Pk}\|_{\infty}$ が最小化されるとき，電力貯蔵装置の所要 kWh 容量および所要定格出力は最小化される．この結果から， \mathcal{H}_{∞} 制御理論の活用により，所要 kWh 容量および所要定格出力の低減が期待できる．容量および定格出力の低減と系統周波数変動の抑制を達成する制御器の設計問題を， \mathcal{H}_{∞} を評価規範とする最適化問題へ帰着させ，線形行列不等式 (Linear Matrix Inequality: LMI) に基づく制御器設計のアプローチ [51] を用いることで所望の制御器を設計できる．また，電力貯蔵装置の容量および定格出力と WF 出力平滑化 (系統周波数変動抑制) の間にはトレードオフが存在するが，Fig. 5.15 に示す周波数変動に関する重み関数 $W_1(s)$ ，kWh 容量に関する重み関数 $W_2(s)$ ，出力に関する重み関数 $W_3(s)$ を用いることで，このトレードオフを考慮した制御器を設計できる．

5.4.2 設計例

本項では、これまでと同様に系統容量の12% (9840 MW) のWFが導入された場合について、 \mathcal{H}_∞ 制御を用いて電力貯蔵装置の制御器を設計する。

上述したように、電力貯蔵装置の容量および定格出力とWF出力平滑化(系統周波数変動抑制)の間に存在するトレードオフを、Fig. 5.15に示す周波数変動に関する重み関数 $W_1(s)$ 、kWh容量に関する重み関数 $W_2(s)$ 、出力に関する重み関数 $W_3(s)$ を用いることで考慮する。なお、重み関数 $W_3(s)$ は制御器 $K(s)$ の高域ゲインを低下させる役割も兼ねている。具体的には、 $P_{WF}^o(s)$ から $\Delta f(s)$ までの伝達関数を $G_{k\text{sys}}(s)$ と定義し、 W_i ($i = 1, 2, 3$)を仕様

1. $\|G_{k\text{sys}}\|_\infty \leq \Delta f_{\text{ref}}$
2. $\|G_{\text{Ek}}\|_\infty$ の最小化
3. $\|G_{\text{Pk}}\|_\infty$ の最小化

を満たすように(5.16), (5.17), (5.18)式とした。

$$W_1(s) = 122, \quad (5.16)$$

$$W_2(s) = \frac{s^2 + 2\zeta_2\omega_2s + 5\omega_2^2}{s^2 + 2\zeta_2\omega_2s + \omega_2^2}, \quad (5.17)$$

$$W_3(s) = \frac{190s^2 + 2\zeta_3\omega_3s}{s^2 + 2\zeta_3\omega_3s + \omega_3^2}. \quad (5.18)$$

ただし、 $\zeta_2 = \zeta_3 = 1/\sqrt{2}$, $\omega_2 = 0.078$, $\omega_3 = 10$ である。なお、前節と同様に $\Delta f_{\text{ref}} = 0.2$ Hzの場合を考えている。Fig. 5.16に重み関数の周波数特性を示す。

重み関数の決定指針を以下に述べる。重み関数の決定指針を説明するために、Fig. 5.17に系統容量の12% (9840 MW) のWFが導入された場合の系統の周波数特性を示す。なお、Fig. 5.17は電力貯蔵装置をWFに併設していない状態での特性であることに注意されたい。まず仕様1は不等式制約条件であるため、その制約を満たす制御器を導出するために、 $W_1(s)$ を調整しやすい定数ゲインとした。一方、Fig. 5.17に示す電力系統の周波数特性からわかるとおり、WF出力変動約0.08 rad/sで電力系統の周波数変動が0.2 Hzに近づく。したがって、 $W_2(s)$ は約0.08 Hzからゲインが低下するLPFとした。また、同図より、0.6~0.7 rad/sで周波数変動が下がり始めるため、 $W_3(s)$ は約0.7 rad/sで0 dBとなるハイパスフィルタとした。なお、電力貯蔵装置の出力を積分したものが容量となる。そのため、 $G_{\text{Ek}}(s)$ の低域ゲインが下がれば自然と $G_{\text{Pk}}(s)$ の低域ゲインは下がる。こ

の理由から、 $W_3(s)$ の低域ゲインを上げる必要はない。また同等に $G_{Pk}(s)$ の高域ゲインが下がれば、 $G_{Ek}(s)$ の低域ゲインも下がるため、 $W_2(s)$ の高域ゲインを上げる必要はない。この理由から考えると、 $W_2(s)$ 、 $W_3(s)$ のどちらか一方は不要に思えるが、本論文では重み調整の行いやすさの観点からこれら2つを用いている。加えて、 $W_3(s)$ は制御器 $K(s)$ の高周波ゲインを下げる役割も兼ねているため、 $W_3(s)$ を用いたほうが所望の制御器を設計しやすい。

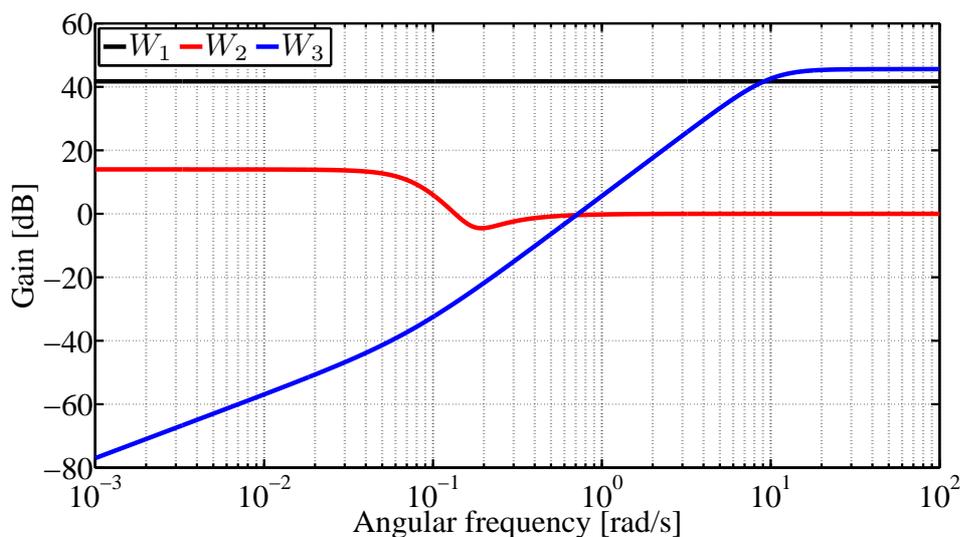


Fig 5.16: Frequency characteristics of weight function.

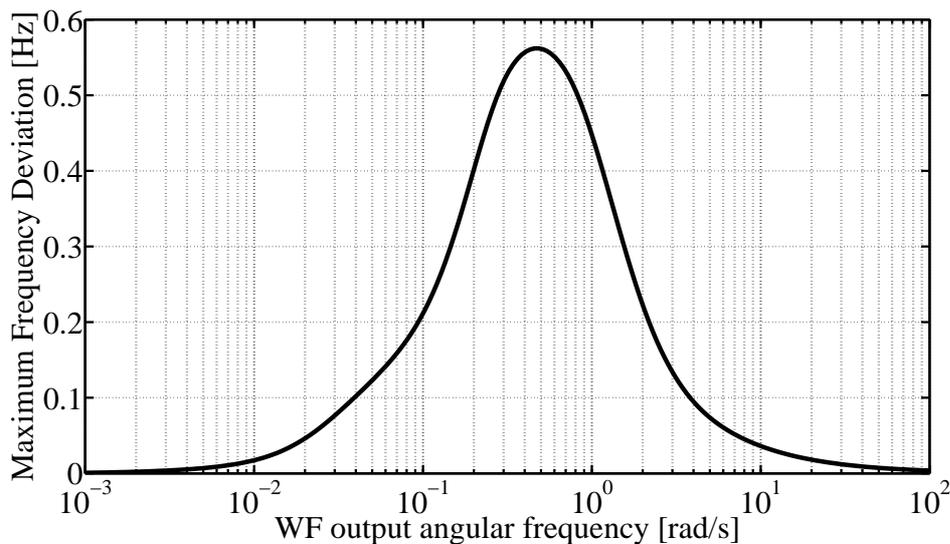


Fig 5.17: Frequency characteristics of power system.

Fig. 5.15 の一般化プラントから、LMI アプローチを用いて制御器を求める。Fig. 5.18 に

導出した制御器の周波数特性, Fig. 5.19にWFに電力貯蔵装置を併設した場合の系統周波数特性, Fig. 5.20にWF出力 $P_{WF}^{\circ}(s)$ から電力貯蔵装置出力 $P_E^{\circ}(s)$ までの伝達関数 G_{Pk} の周波数特性を示す⁷. また, Table 5.9に電力貯蔵装置の性能指数を示す. なお, Fig. 5.19および Table 5.9には比較のためLPFの結果も合わせて示している.

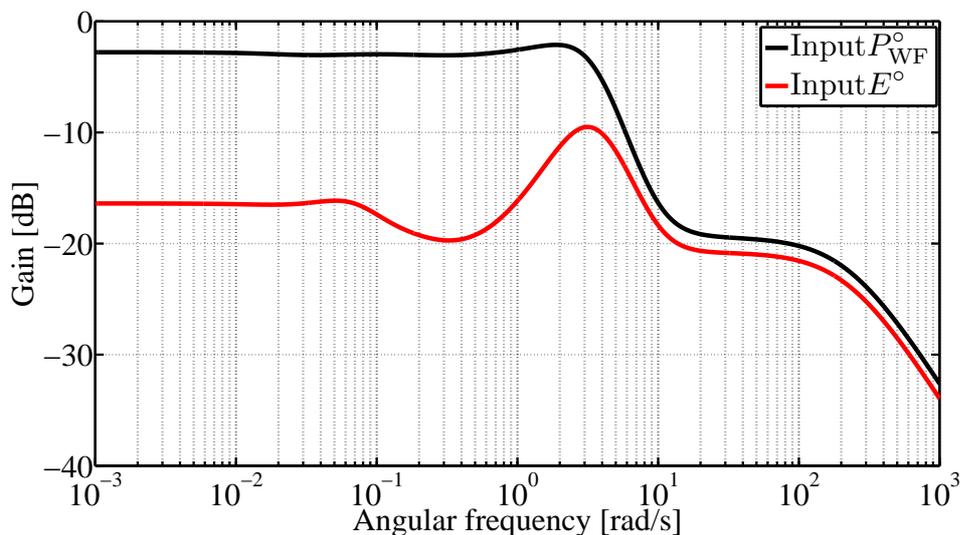


Fig 5.18: Frequency characteristics of \mathcal{H}_{∞} controller.

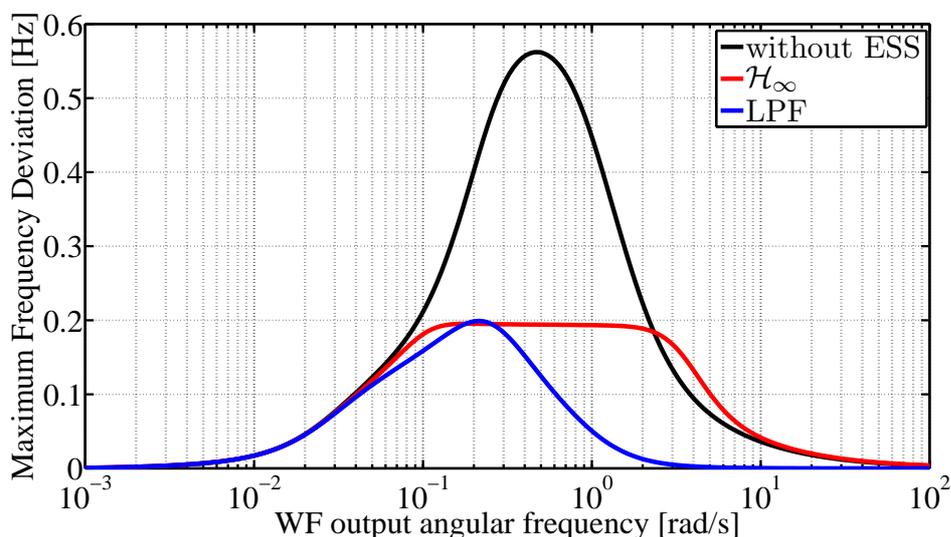


Fig 5.19: Frequency characteristics of power system with ESS using proposed control system.

⁷いきなり制御器が導出されたように思えるかもしれないが, 一般化プラントがひとたび決まれば, LMIを解くことでシステムの \mathcal{H}_{∞} ノルムが最小となる制御器を設計することができる. 詳しくは文献 [51] または [52] 参照.

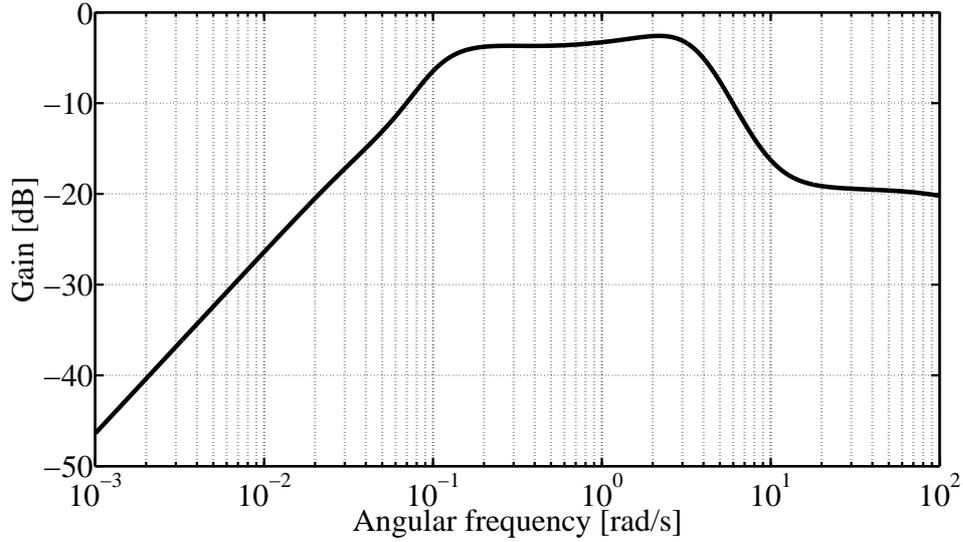


Fig 5.20: Frequency characteristics of $G_{Pk}(s)$.

Table 5.9: Performance indices of ESS.

Controller	\mathcal{H}_∞	LPF
$\ G_{ksys}\ _\infty$	0.195	0.20
$\ G_{Ek}\ _\infty$	4.79	8.8
$\ G_{Pk}\ _\infty$	0.74	1
Energy capacity [MWh]	13.09	24.05
Capacity ratio	0.54	1
Rated power [MW]	3641	4920
Power ratio	0.74	1

Fig. 5.19 および Table 5.9 から周波数変動に関する仕様 1 を満足していることが確認できる。また、提案設計法は LPF に比べ電力貯蔵装置の kWh 容量を約 46% 低減している。加えて、Fig. 5.20 と Fig. 5.9 を比較すると、提案設計を用いた場合は $G_{Pk}(s)$ のピークゲインを低くでき、結果として定格出力を約 26% 低減していることがわかる。提案設計法は kWh 容量および定格出力と周波数変動のトレードオフを陽に考慮し、それらの設計仕様と関連づけられた \mathcal{H}_∞ ノルムを直接的に低減することができる。

5.5 設計法の比較

本節では、これまで提案した各設計法の比較を行う。Fig. 5.21 に各設計法により設計した制御器を持つ電力貯蔵装置を WF に併設した場合の電力系統の周波数特性を示す。Table 5.10 に電力貯蔵装置の性能指数をまとめる。なお、5.3 節では 1 次から 4 次までフィルタを設計したが、4 次フィルタの結果のみ Fig. 5.21 および Table 5.10 では記載している。

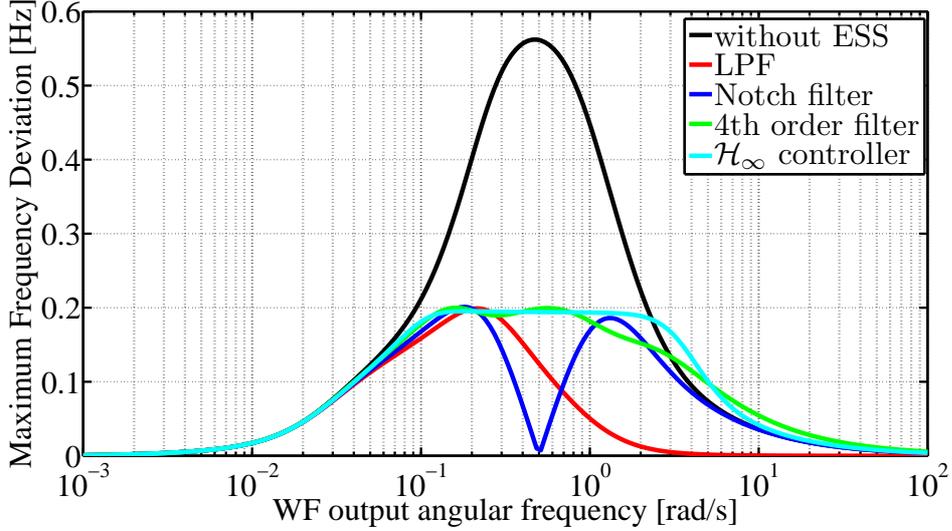


Fig 5.21: Frequency characteristics of designed filters.

Table 5.10: Performance indices of ESS.

Controller	Notch filter	4th	\mathcal{H}_∞	LPF
$\ G_{k\text{sys}}\ _\infty$	0.20	0.20	0.195	0.20
$\ G_{E_k}\ _\infty$	7.36	4.745	4.79	8.8
$\ G_{P_k}\ _\infty$	1	0.75	0.74	1
Energy capacity [MWh]	20.12	12.97	13.09	24.05
Capacity ratio	0.837	0.539	0.54	1
Rated power [MW]	4920	3690	3641	4920
Power ratio	1	0.75	0.74	1

各提案手法とも周波数変動を許容値に抑制しながら、従来法である LPF よりも、電力貯蔵装置の容量を低減できていることが確認できる。特に、4 次フィルタおよび \mathcal{H}_∞ 制御により設計した制御器は LPF よりも約 46% 容量を低減している。また、ノッチフィルタと比べても、両設計とも約 35% の容量低減を達成した。定格出力に関しても、これら 2 つの設計法は LPF およびノッチフィルタと比べて約 24% の低減を実現した。結果からみる

と、5.3節で提案した数値最適化による設計法、5.4節で提案した \mathcal{H}_∞ 制御による設計法が電力貯蔵装置の所要 kWh 容量および所要定格出力をより低減可能であることがわかる。これら両設計法により設計されるフィルタ (制御器) は自由度がノッチフィルタや LPF に比べ高いため、その周波数特性は多様な形を取ることができる。加えて、数値最適化による設計法は、容量および出力に関連したコスト関数を低減するフィルタパラメータを直接的に探しているため、解が局所解に陥らない限り、所要 kWh 容量および所要定格出力を最小化できる。また、 \mathcal{H}_∞ 制御による設計法においても構築した一般化プラントに対して、直接的に所要 kWh 容量および所要定格出力を最小化する制御器を設計できる。

しかしながら、数値最適化による設計法はコスト関数を最小化する際に局所解に陥ることがあり、十分に電力貯蔵装置の容量および定格出力を低減できない可能性がある。加えて、コスト関数の最小化にはある程度時間を必要とするといった課題もある。局所解に関して言えば、コスト関数自体を工夫するか、LPF やノッチフィルタを1度設計し、そのフィルタパラメータを初期値としてコスト関数を最適化することで、LPF やノッチフィルタで得られる設計結果よりも少なくとも同等以上のものが必ず設計できる。

一方、 \mathcal{H}_∞ 制御による設計法に関しても、重み関数の設計にはある程度経験が必要であるため、所要 kWh 容量および所要定格出力を十分低減する制御器を設計するには試行錯誤を要する場合がある。

以下に各設計法の特徴を記述し、Table. 5.11 にそれらの特徴を簡単にまとめたものを示す。

1 次 LPF 制御系

設計変数が1つだけであるため、簡単に設計することができる。しかし、逆に言えば設計の自由度が低いため、その周波数特性は低域通過特性しか取ることができない。したがって、電力貯蔵装置の所要 kWh 容量および所要定格出力の低減効果は望めない。

ノッチフィルタ制御系

システムの周波数制御では対応できない WF 出力変動のみをピンポイントで補償する電力貯蔵システムを設計することができる。そのため、LPF に比べ電力貯蔵装置の所要 kWh 容量を低減することが期待される。しかし、周波数特性が複雑な電力システムに対しては適応することが難しい。また、所要定格出力は低減することができない。

数値最適化による設計法

設計者が任意にフィルタの次数を設定できるため、フィルタの次数を上げれば上げるほど設計の自由度が増加し、多様な周波数特性を持つフィルタを設計することができる。また、数値最適化により電力貯蔵装置の所要 kWh 容量および所要定格出力を最小化するフィルタパラメータを直接的に探索するため、局所解に陥らない限り、所要 kWh 容量および所要定格出力を大幅に低減するフィルタを設計することができる。加えて、数値最適化に基づくアプローチであるため、設計者はほとんど試行錯誤を必要としない。一方、フィルタパラメータ探索の際に局所解に陥った場合、所要 kWh 容量および所要定格出力を低減できない可能性がある。しかし、その場合においても、LPF やノッチフィルタを1度設計し、そのフィルタパラメータを初期値としてコスト関数を最小化することで、LPF やノッチフィルタで得られる設計結果よりも少なくとも同等以上のものが必ず設計できる。

\mathcal{H}_∞ 制御による設計法

制御器の自由度は重み関数に依存するため、多様な周波数特性を持つ制御器を設計することができる。また、重み関数により電力貯蔵装置の所要 kWh 容量と所要定格出力および系統の周波数変動のトレードオフを考慮することができるとともに、 \mathcal{H}_∞ 制御により、直接的にそれらの制御仕様と関連付けられた \mathcal{H}_∞ ノルムを最小化する制御器設計することができる。しかしながら、重み関数の設計にはある程度経験を必要とし、試行錯誤しなければならない場合もある。

Table 5.11: Comparisons of design method.

	LPF	Notch filter	GA	\mathcal{H}_∞
Design complexity	○	○	×	×
Design freedom	×	△	○	○
Reduction of Capacity	×	△	○	○
Reduction of Power	×	×	○	○
Output smoothing	○	○	○	○
Trial and error	○	△	○	×

以上より、どの設計にも一長一短はあるものの、所要 kWh 容量および所要定格出力の低減の観点から言えば、数値最適化による設計法および \mathcal{H}_∞ 制御による設計法が優れている。また、試行錯誤の観点も含めて考えると数値最適化による設計法が最も優れていると

言える。しかし、Table. 5.11 からわかるとおり、構造の単純化や、設計の手間の観点から見た場合はLPF やノッチフィルタが適している。したがって、上述の特徴や Table. 5.11 から状況に応じた設計手法を用いることで、設計者が望む電力貯蔵システムを設計することができる。

第6章 計算機シミュレーション

6.1 シミュレーション条件

本章では実風速データに基づく WF 出力を用いたシミュレーションにより、各提案設計法および1次LPF制御法(従来法)の比較を行うことで有効性の確認を行う。Fig. 6.1にシミュレーションに用いる周波数解析モデルを示す。Fig. 6.1はFig. 2.21のWFに、Figs. 6.2の提案設計により設計した制御器およびLPF制御系を持つ電力貯蔵装置を併設したものである。Table 6.1に本モデルの発電機パラメータを再掲する。なお、WFは系統容量の12%(9840 MW)導入し、原子力発電に関しては一定出力として扱う。また、Figs. 6.2における各記号はこれまで定義したとおりであり、電力貯蔵装置の出力は充電方向を正としている。加えて、電力貯蔵装置の応答特性は十分速いとし動特性は無視する。シミュレーションにはMATLAB/SimulinkTMを使用し、解析時間は3600 sとした。

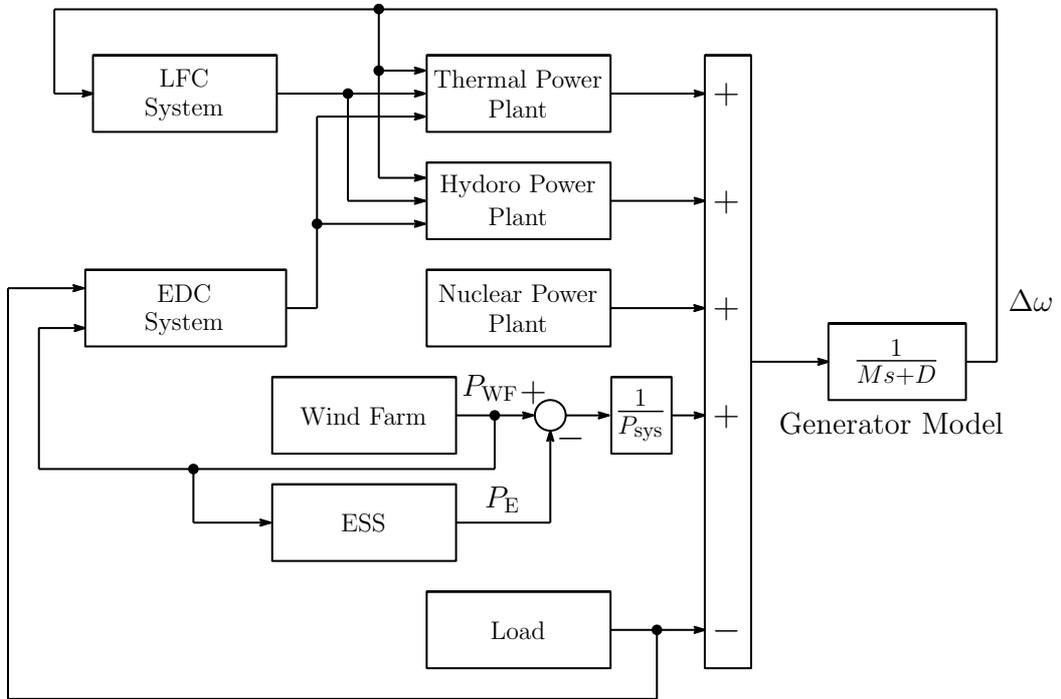
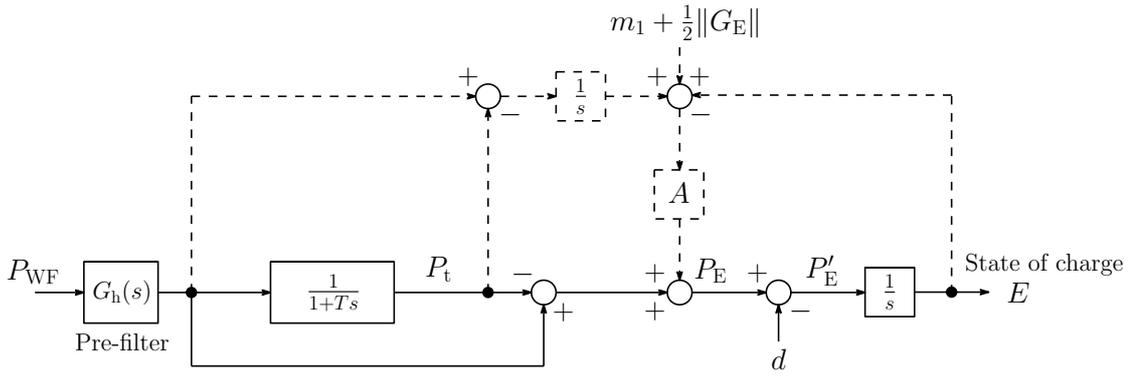
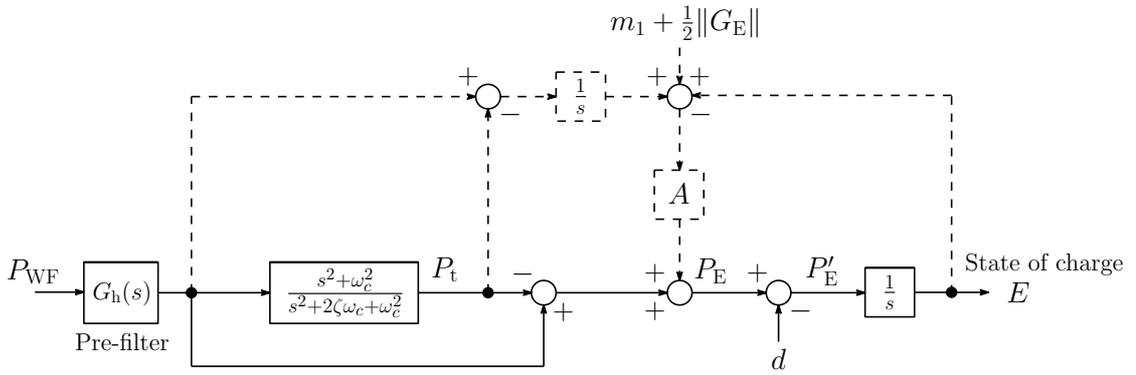


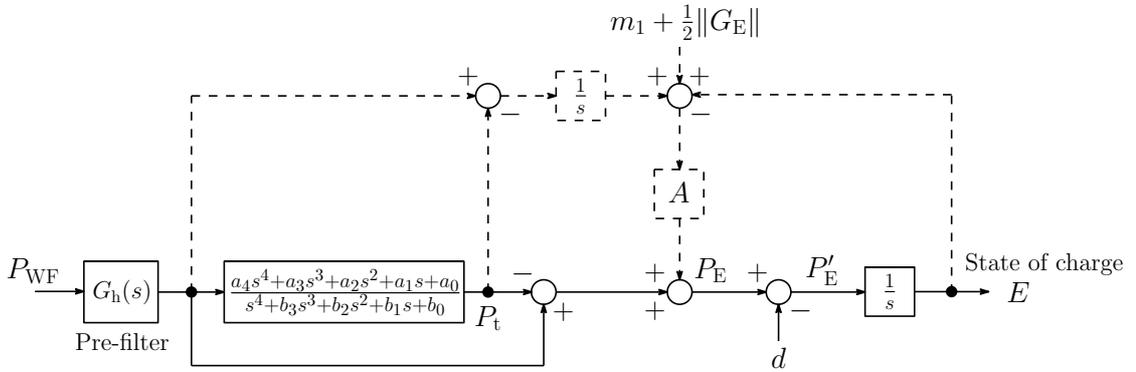
Fig 6.1: Block diagram for frequency analysis.



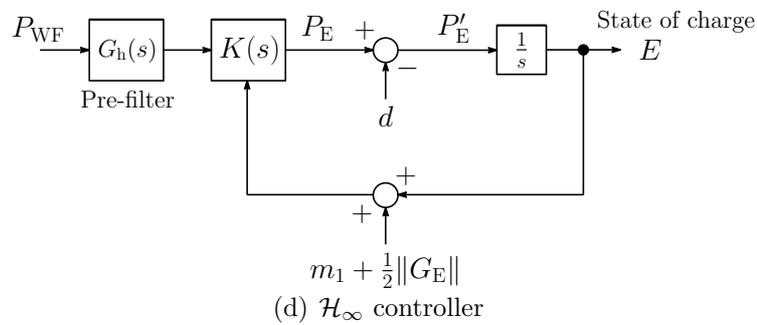
(a) LPF controller.



(b) Notch filter controller.



(c) 4th order controller.



(d) \mathcal{H}_∞ controller

Fig 6.2: Controllers of ESS.

Table 6.1: Data of Generators.

	Rated Output [MW]	Inertia Constant M [s]	Load [MW]
Hydro	12000	10	80000
Thermal	48000	8	
Nuclear	22000	8	
Total	82000	–	
Wind farm	9840	–	

Figs. 6.2における前置フィルタ $G_h(s)$ は、WFの直流成分を取り除くフィルタであり、前置フィルタ接続後においても、Fig.5.21の周波数特性に影響を与えないように、

$$G_h(s) = \frac{s}{s + 0.002} \quad (6.1)$$

とした。Fig. 6.3に $G_h(s)$ の周波数特性を示す。Fig. 6.3からわかるとおり、0.01 rad/sで約0 dBとなっていることから、前置フィルタを制御系に接続しても、WFの直流成分は遮断するが、変動成分には影響を与えないことが確認できる。

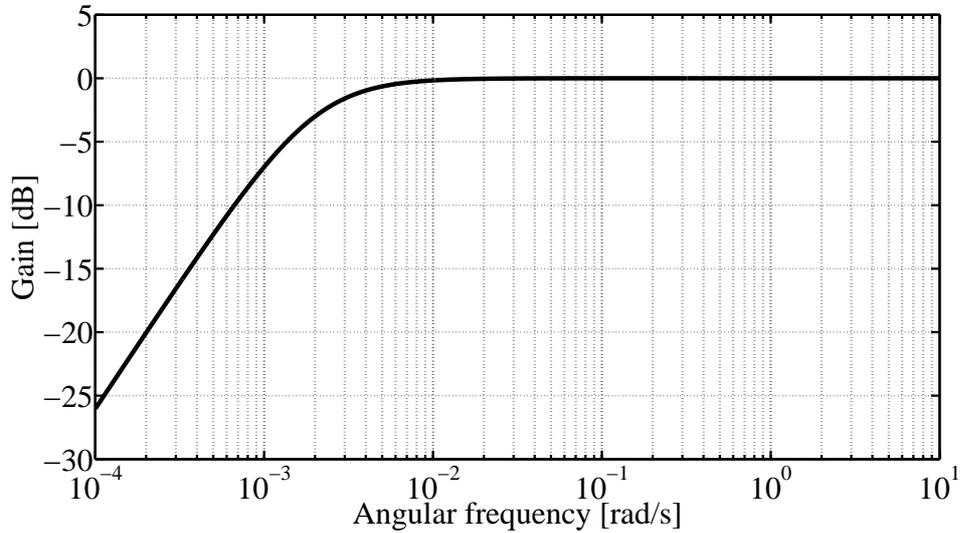


Fig 6.3: Frequency characteristics of pre-filter.

一方、本論文では電力貯蔵装置の損失として、充放電に伴う損失のみを考える。した

がって、損失を表す外乱 $d(t)$ を 3 章で定義したときと同様に以下とした¹。

$$d(t) = \begin{cases} (1 - \eta)P_E(t) & : P_E(t) > 0 \\ 0 & : P_E(t) = 0 \\ (1 - \frac{1}{\eta})P_E(t) & : P_E(t) < 0 \end{cases} \quad (6.2)$$

なお、 η は充放電効率である。

Figs. 6.2 に示すとおり、各制御系とも充放電損失に伴う電力貯蔵装置の残存容量低下を防ぐために、3.4 節で説明した SOC-FB 制御を適用している。なお、 \mathcal{H}_∞ 制御により設計した制御器は、外乱 d を陽に考慮して設計していないが、残存容量をフィードバックする構造であるため、損失 (外乱 $d(t)$) の影響の抑制が期待される。

Table. 6.2 にシミュレーションに用いた電力貯蔵装置のパラメータを示す。Table. 6.2 に示すとおり、充電レベルのマージンは上下とも 30% ($\alpha = 0.4$) とした。また、それに伴い、5 章で設計した電力貯蔵装置の容量を $1/\alpha$ 倍している。フィードバックゲイン A の設定値に関しては後で述べている。

Table 6.2: Performance indices of ESS.

Controller	Notch filter	4th	\mathcal{H}_∞	LPF
Lower margin m_1 [%]	30	30	30	30
Upper margin m_2 [%]	30	30	30	30
Rated charging level α	0.4	0.4	0.4	0.4
E_s [MWh]	20.12	12.97	13.09	24.05
Energy capacity ($E_\alpha = E_s/\alpha$) [MWh]	50.30	32.43	32.72	60.13
Rated power [MW]	4920	3690	3641	4920

シミュレーションでは、Fig. 6.4 に示す WF 出力を用いて、Table 6.1 に示す 3 つの Case を検証した。なお、各条件とも電力貯蔵装置の残存容量の初期値は定格容量の 50% として解析を行っている。

¹なお、本論文では、充放電損失のみを扱ったが、自己放電等の損失も一定値の外乱と考えることができる。

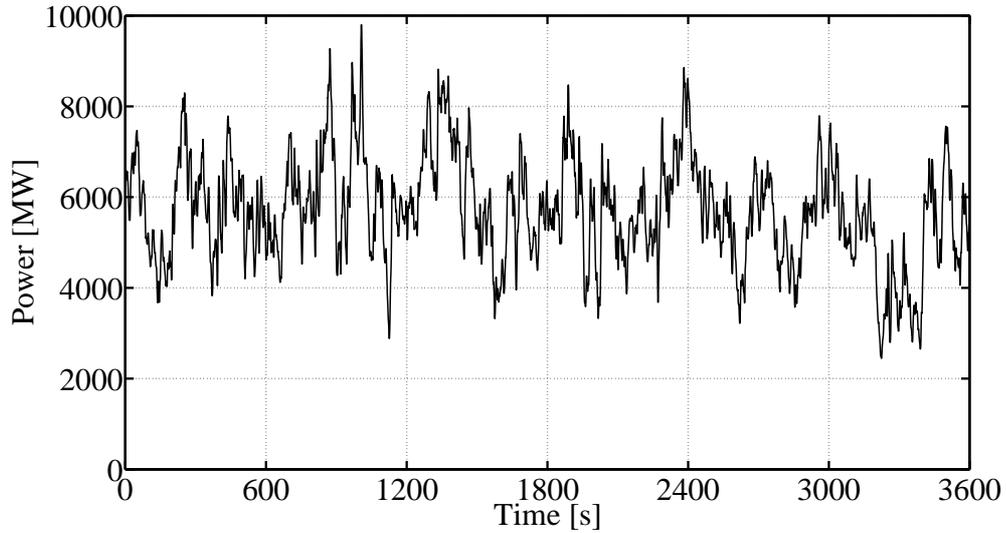


Fig 6.4: WF output.

Table 6.3: Simulation conditions.

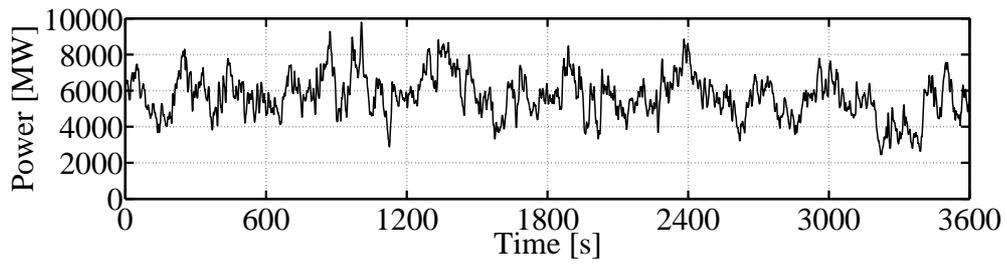
	Case 1	Case 2	Case 3
Charging and discharging efficiency η [%]	100	85 ²	85
Load	Constant	Constant	Variable

6.2 Case 1

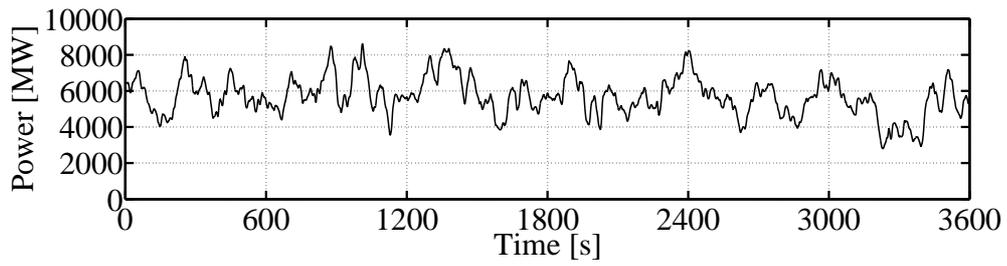
本節では、電力貯蔵装置で発生する損失がない理想状態でのシミュレーションを行うことで、提案手法の有効性を確認する。なお、損失ゼロとしているため、SOC-FB制御は機能していないことに注意されたい。

Figs. 6.5にWF出力と電力貯蔵装置出力の合計値(系統に送られる電力), Figs. 6.6に電力系統の周波数, Figs. 6.7に電力貯蔵装置出力をそれぞれ示す。Figs. 6.5およびFigs. 6.6には電力貯蔵装置を導入しない場合の結果も合わせて示している。Figs. 6.8に電力貯蔵装置の残存容量を示す。なお、Figs. 6.8において、赤点線が上下限マージンであり、この線に囲まれた範囲が充電レベルの適正範囲である。Table 6.4にシミュレーション結果をまとめる。ここで、Table 6.4における残存容量(SOC)は設計した定格容量で規格化した値であり、NFはノッチフィルタを意味している。

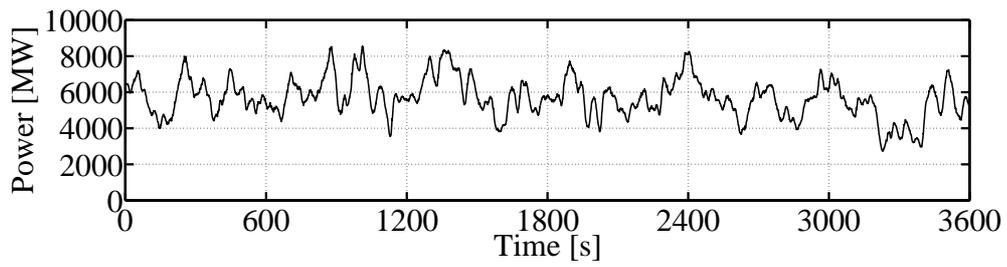
²文献 [47] で記述されるように、電力貯蔵装置の効率は運転パターンによっても異なる。しかしながら、一般に電力貯蔵装置の効率は80%~90%の間に入ると考えられるため、本論文では85%を用いた。



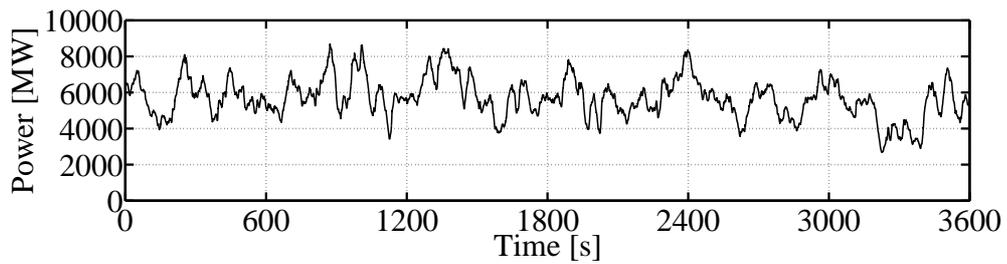
(a) Without ESS.



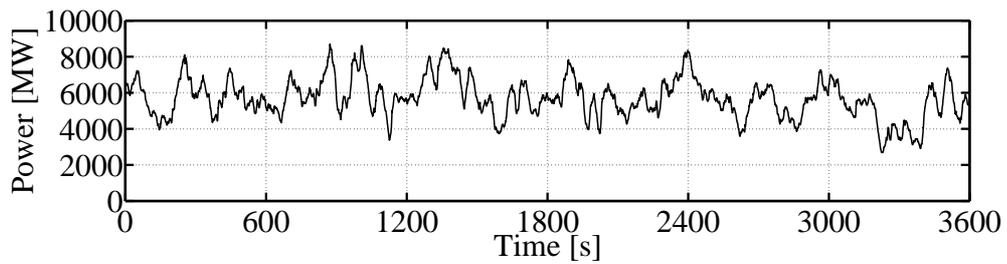
(b) LPF controller.



(c) Notch filter controller.

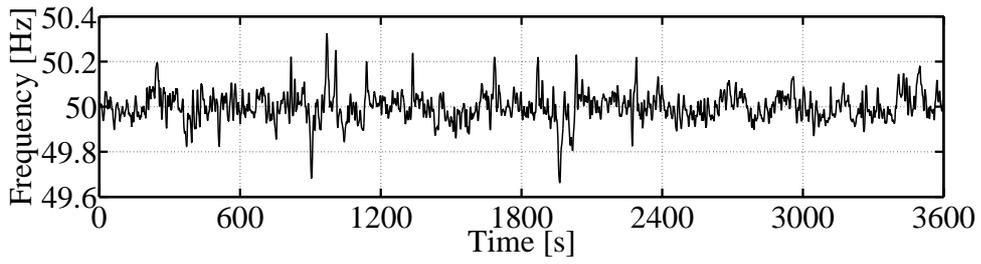


(d) 4th order controller.

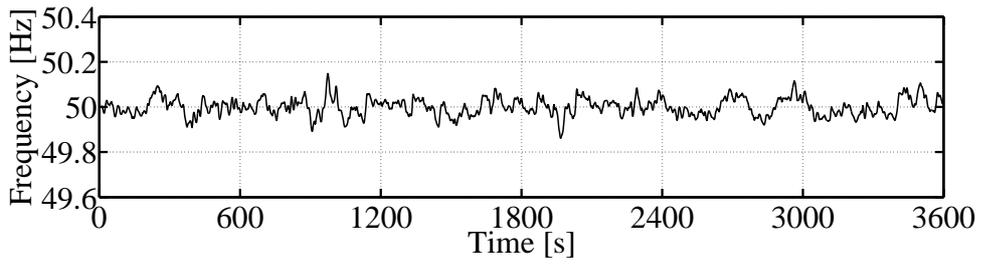


(e) \mathcal{H}_∞ controller

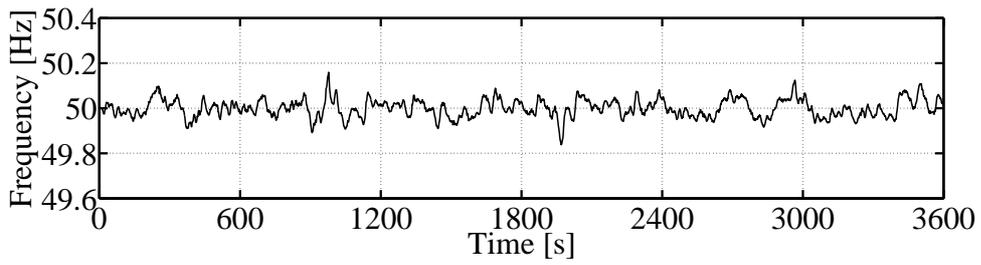
Fig 6.5: Combined output (case 1).



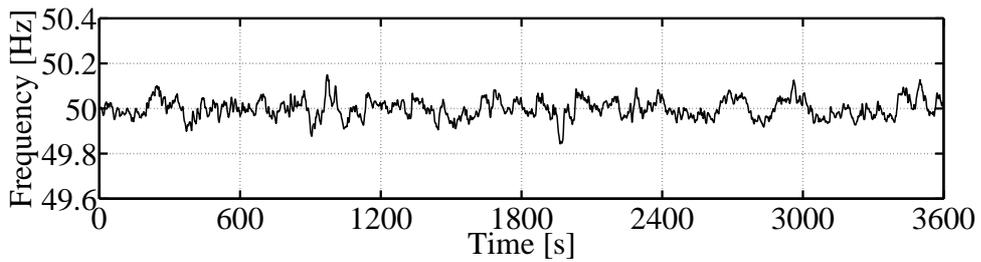
(a) Without ESS



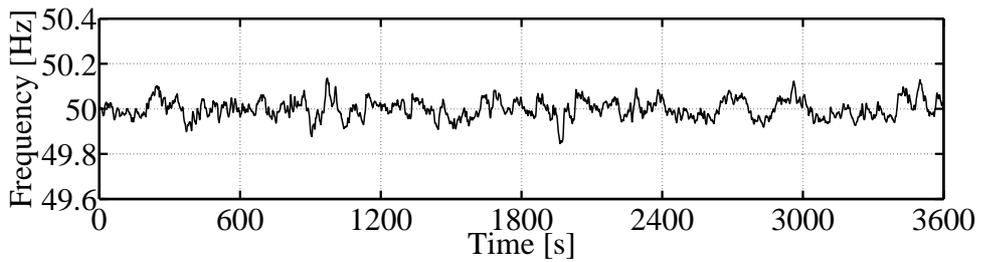
(b) LPF controller.



(c) Notch filter controller.

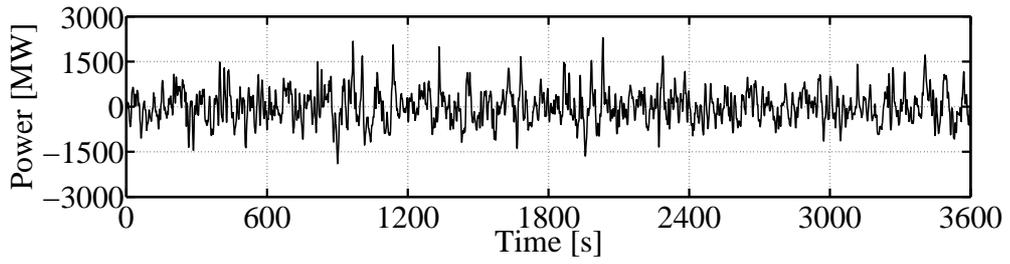


(d) 4th order controller.

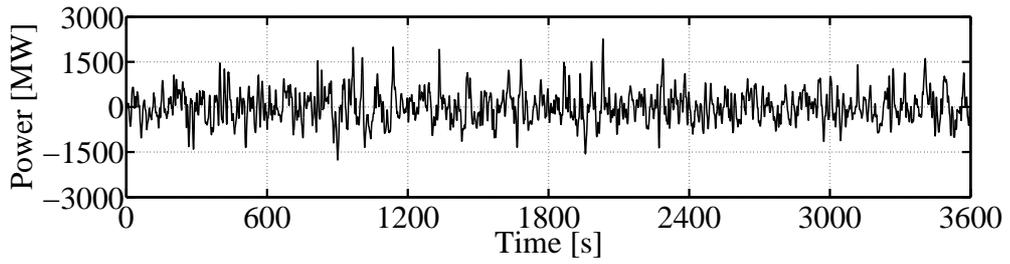


(e) \mathcal{H}_∞ controller

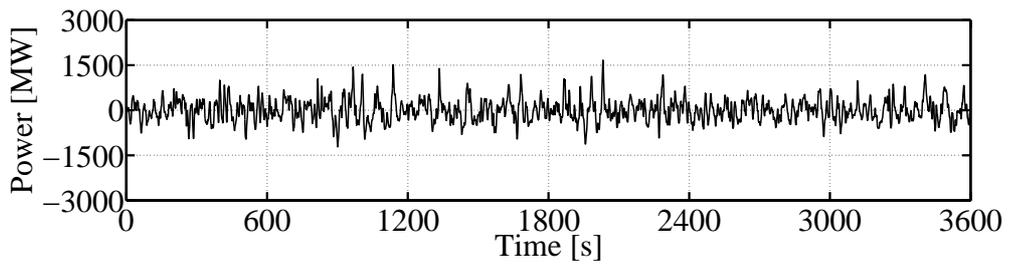
Fig 6.6: Frequency (case 1).



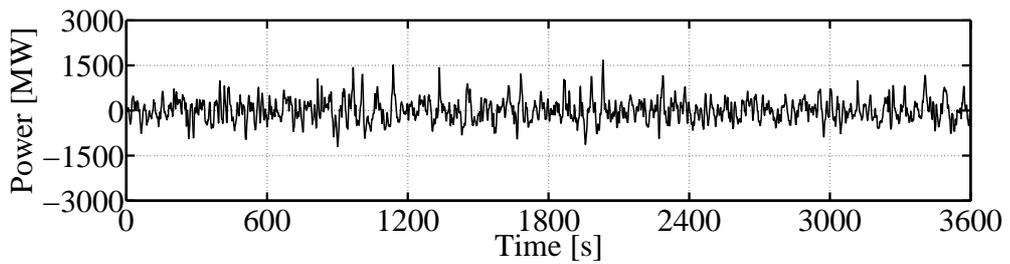
(a) LPF controller.



(b) Notch filter controller.

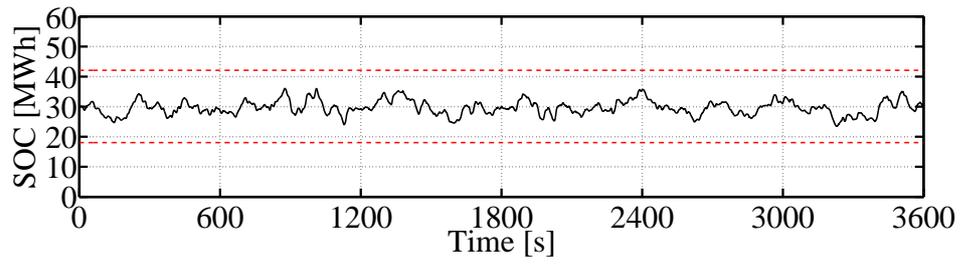


(c) 4th order controller.

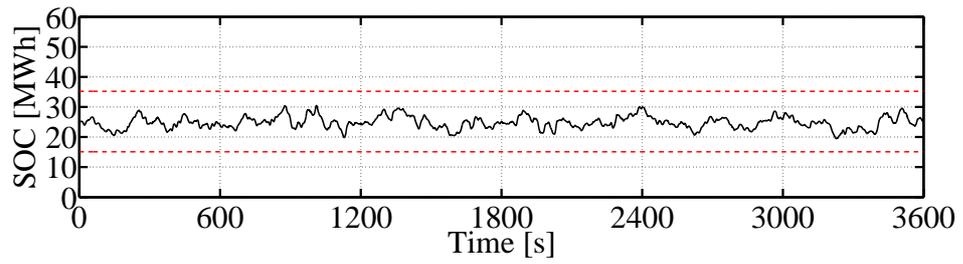


(d) \mathcal{H}_∞ controller

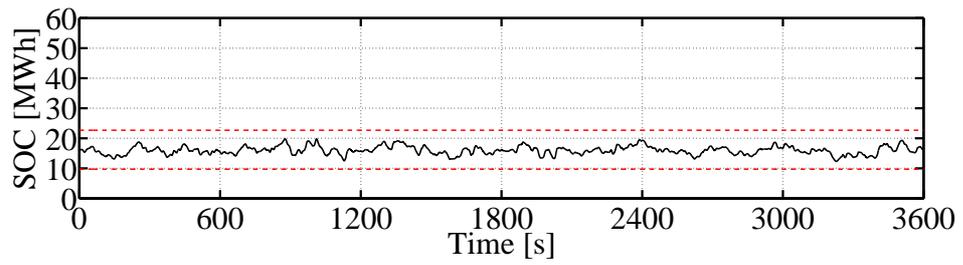
Fig 6.7: ESS output (case 1).



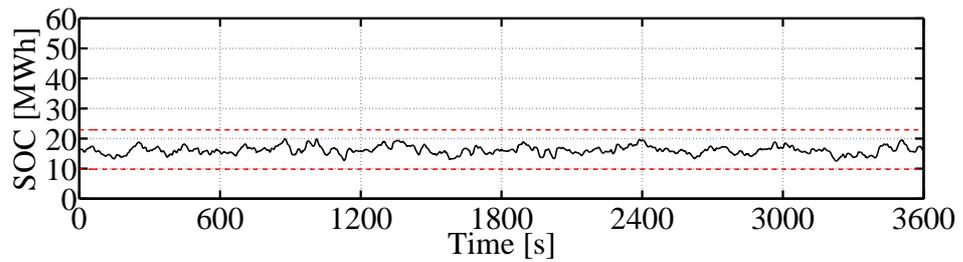
(a) LPF controller.



(b) Notch filter controller.



(c) 4th order controller.



(d) \mathcal{H}_∞ controller

Fig 6.8: State of charge (case 1).

Table 6.4: Simulation results of case 1.

	without	with ESS			
	ESS	NF	4th	\mathcal{H}_∞	LPF
Maximum frequency deviation $ \Delta f $ [Hz]	0.337	0.161	0.157	0.153	0.148
Standard deviation of Δf [Hz]	0.0646	0.0402	0.0420	0.0417	0.0393
Maximum SOC [%]	–	60.6	61.1	60.8	60.0
Minimum SOC [%]	–	38.7	38.0	38.3	39.1
Maximum ESS output [MW]	–	2259	1668	1677	2296
Minimum ESS output [MW]	–	–1767	–1218	–1196	–1897

Figs. 6.5 が示すように、WF の変動電力を電力貯蔵装置により平滑化できていることが確認できる。周波数変動に関しては、Fig. 6.6 からわかるとおり、電力貯蔵装置を導入していない場合、 ± 0.2 Hz を超える周波数変動が発生している。これに対し、電力貯蔵装置を導入した場合、システムの周波数変動を ± 0.2 Hz 以内に抑制できていることが確認できる。また、Table 6.4 から、LPF 制御系を持つ電力貯蔵装置が最も周波数変動を抑制していることがわかる。これは、Fig. 5.21 からわかるとおり、LPF は他の制御器と比べ、広い範囲に渡って WF 出力変動を抑制するためである。一方、ノッチフィルタを用いた場合、周波数変動がわずかではあるが他の手法よりも大きい。この理由としては、WF 出力から系統周波数変動までの伝達関数 $G_{\text{Fsys}}(s)$ の \mathcal{H}_∞ ノルムが 4 次フィルタや \mathcal{H}_∞ 制御器により設計した制御器 (以下 \mathcal{H}_∞ 制御器) と比べて若干大きいのが原因だと考える。実際、 $\|G_{\text{Fsys}}\|_\infty$ が 4 次フィルタと同じ 0.198 となるようにノッチフィルタのダンピング係数を $\zeta = 1.882$ に設計し、シミュレーションを行った場合、システムの周波数変動は約 0.157 Hz となった。同様な理由で、4 次フィルタよりも \mathcal{H}_∞ 制御器の方がシステムの周波数変動をわずかに低下させている。一方で、Fig. 5.21 が示すとおり、ノッチフィルタは WF 出力変動成分を広範囲で抑制するため、システムの周波数変動の標準偏差は 4 次フィルタや \mathcal{H}_∞ 制御器よりも小さな値となっている。なお、LPF を用いた場合の $\|G_{\text{Fsys}}\|_\infty$ もノッチフィルタと同じ 0.2 であるが、LPF はノッチフィルタよりもさらに広範囲に WF 出力変動成分を抑制するため、Table 6.4 に示す結果となったと考えられる。

Figs. 6.7 および Table 6.4 からわかるとおり、制御器によらず全ての場合において電力貯蔵装置出力が定格出力以内に収まっている。特に、4 次フィルタと \mathcal{H}_∞ 制御器は他の 2 つの制御器と比べて振幅が小さい。これは、4 次フィルタと \mathcal{H}_∞ 制御器は WF 出力から電力貯蔵装置出力までの伝達関数の \mathcal{H}_∞ ノルムを最小化しているためである。しかしな

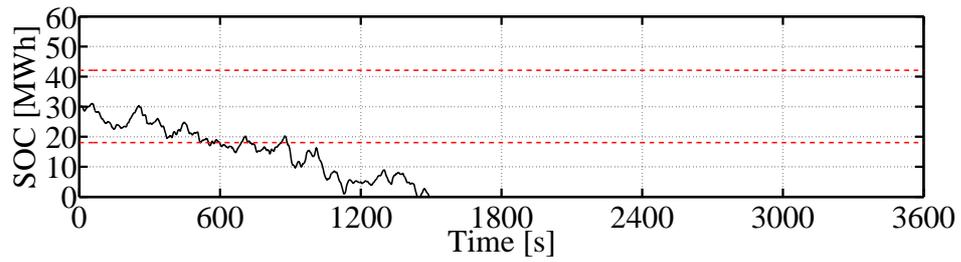
がら, Table 6.2 に示した定格出力の設計値に比べ, 50%以上余裕を持っている. この理由としては以下が考えられる. 4章で述べたように, 電力貯蔵装置の定格出力は振幅 P_n , 角周波数 ω_{p2} で振動する worst-case の WF 出力を基に決定している. しかし, 実際の WF 出力変動の振幅は高周波になればなるほど小さくなる [18], [19]. したがって, 高周波で定格出力を決定づける $|G_P(j\omega_{p2})|$ が大きな値を持ったとしても, 実際の電力貯蔵装置出力はそれに対応して大きくなる. そのため, ω_{p2} が大きくなればなるほど定格出力の設計値は実出力に対して余裕を持つと考えられる. なお, 風速の周波数特性を考慮することで, より保守性を緩和した設計が可能となると考えられるが, これは今後の課題である.

Figs. 6.8 および Table 6.4 が示すように, 制御器によらず全ての場合において電力貯蔵装置の残存容量が適正範囲に維持できていることがわかる. 特に, 4次フィルタおよび \mathcal{H}_∞ 制御器は他の2つの制御器に比べ, 低容量な電力貯蔵装置であることが確認できる.

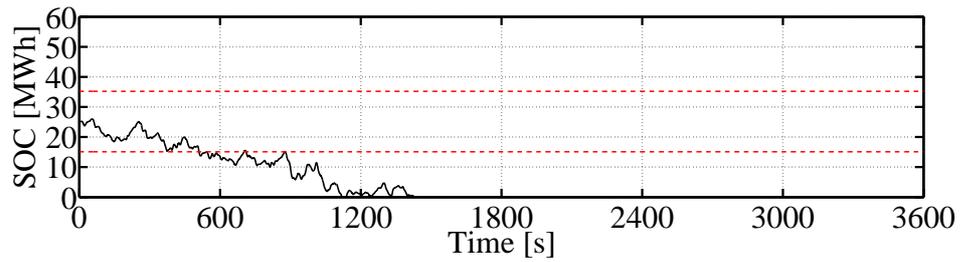
以上より, 損失のない理想状態において, 提案設計法により設計した制御器は従来法である LPF よりも低容量・低定格出力の電力貯蔵装置で WF 出力を平滑化し, 系統の周波数変動を抑制できることがわかる.

6.3 Case 2

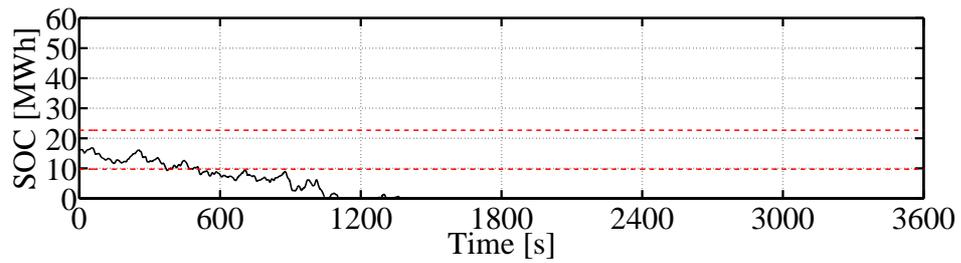
電力貯蔵装置の充放電損失の影響について解析する. はじめに SOC-FB 制御を行わない場合 ($A = 0$) の電力貯蔵装置の残存容量を Fig. 6.9 に示す. 全ての場合において, 電力貯蔵装置の損失により時々刻々と残存容量が低下し, 約 500 s で適正範囲を逸脱していることがわかる. さらに, 約 1500 s には残存容量がゼロとなり完全に機能が停止している.



(a) LPF controller.



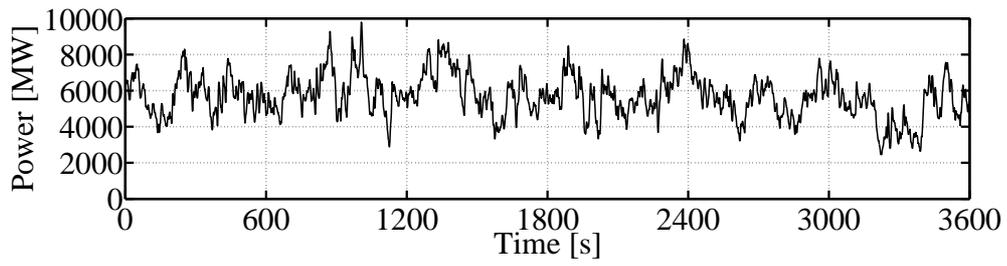
(b) Notch filter controller.



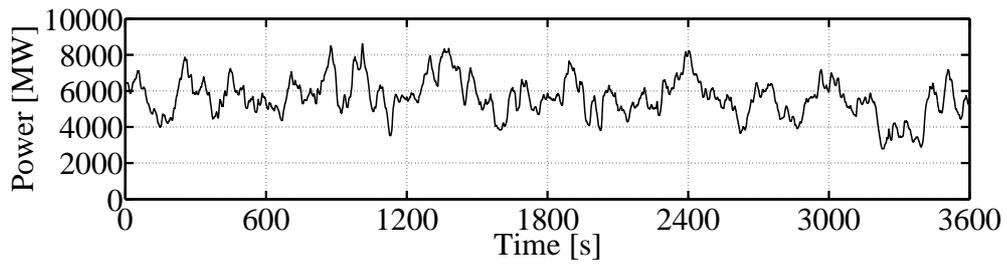
(c) 4th order controller.

Fig 6.9: State of charge (case 2: without SOC-FB control).

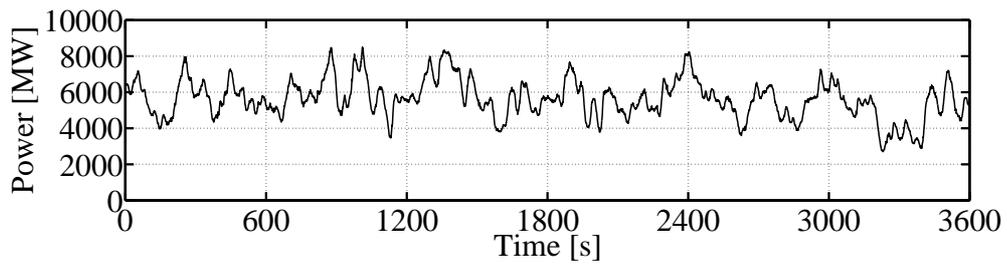
次に、フィードバックゲインを $A = 100$ とし SOC-FB 制御を行った場合の結果について示す。Figs. 6.10 に WF 出力と電力貯蔵装置出力の合計値 (系統に送られる電力), Figs. 6.11 に電力系統の周波数, Figs. 6.12 に電力貯蔵装置出力をそれぞれ示す。Figs. 6.10 および Figs. 6.11 には電力貯蔵装置を導入しない場合の結果も合わせて示している。Figs. 6.13 に電力貯蔵装置の残存容量を示す。Table 6.5 にシミュレーション結果をまとめる。



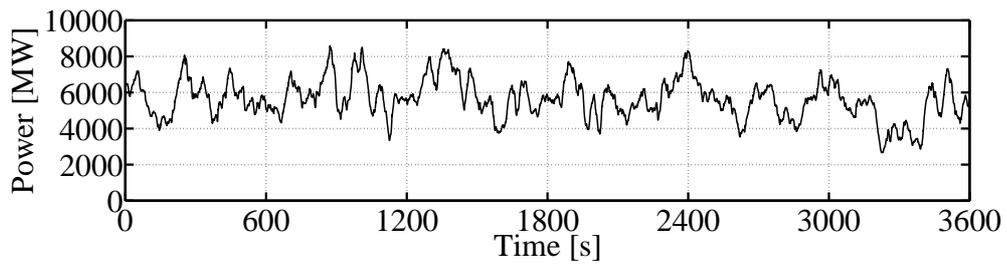
(a) Without ESS.



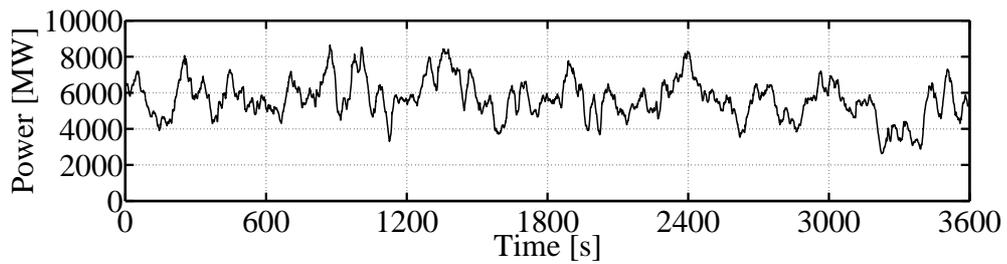
(b) LPF controller.



(c) Notch filter controller.

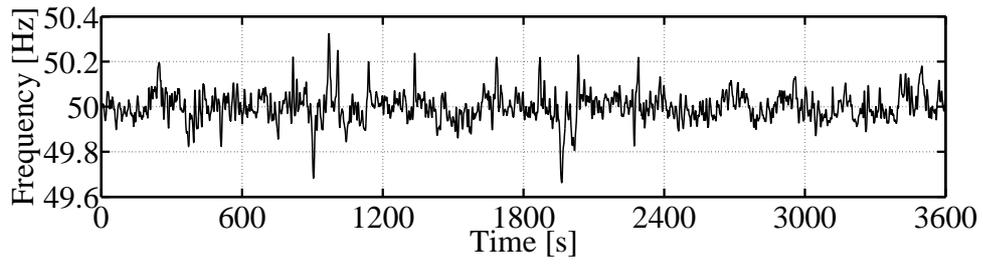


(d) 4th order controller.

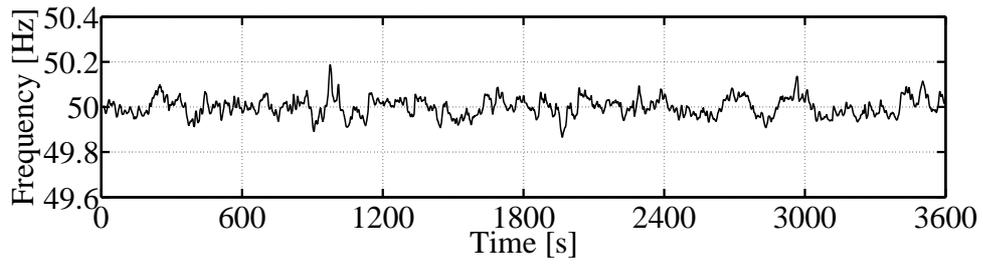


(e) \mathcal{H}_∞ controller

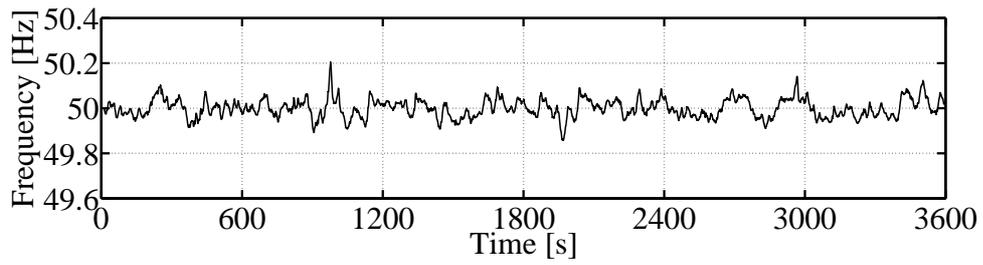
Fig 6.10: Combined output (case 2: $A = 100$).



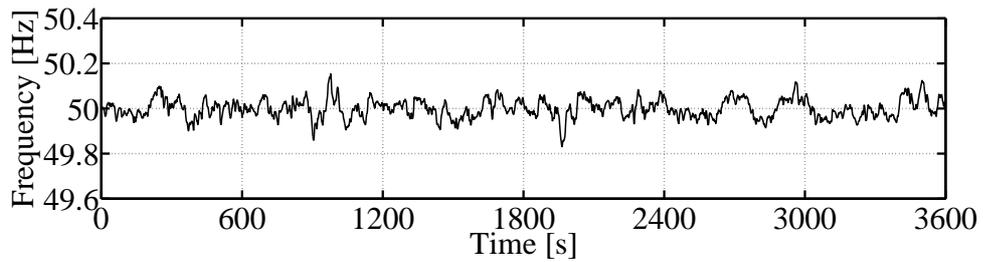
(a) Without ESS



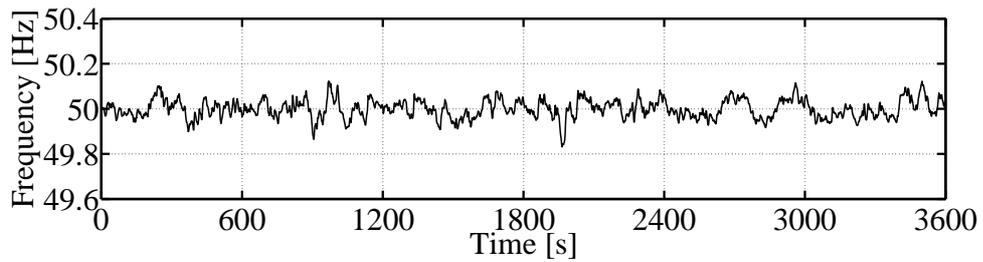
(b) LPF controller.



(c) Notch filter controller.

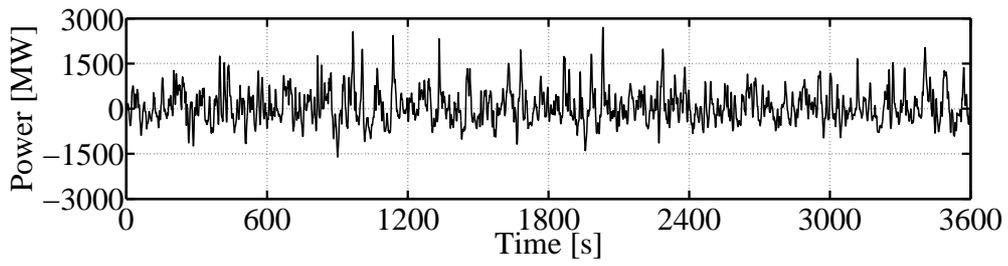


(d) 4th order controller.

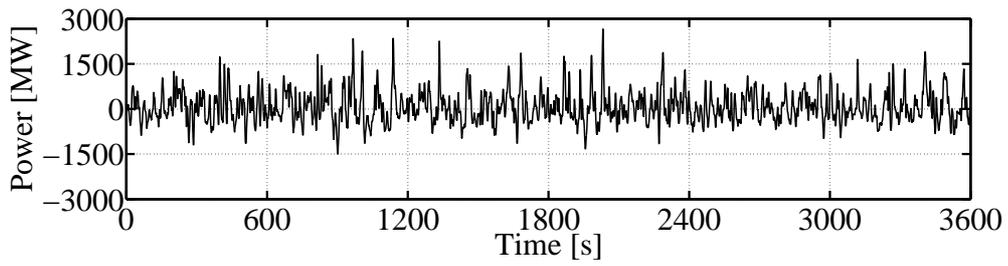


(e) \mathcal{H}_∞ controller

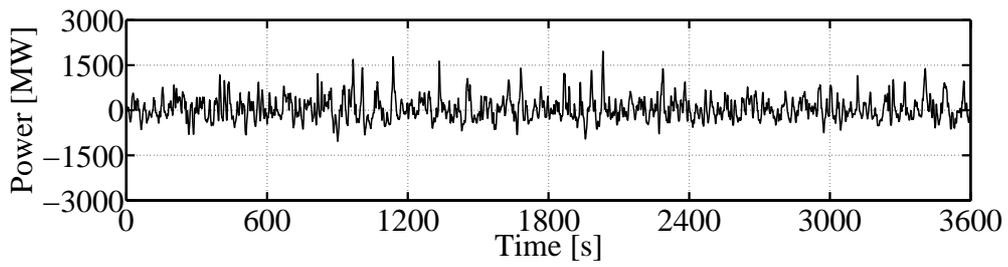
Fig 6.11: Frequency (case 2: $A = 100$).



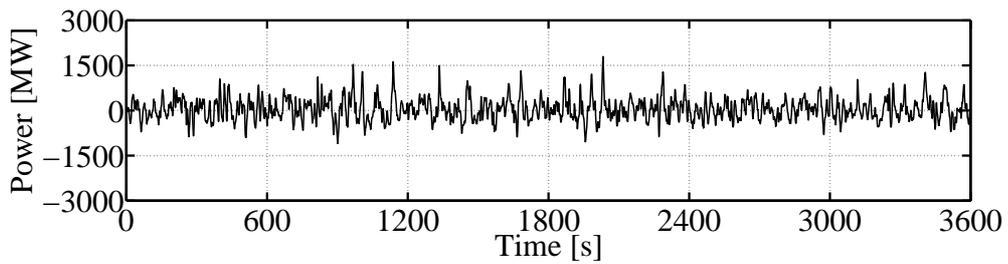
(a) LPF controller.



(b) Notch filter controller.

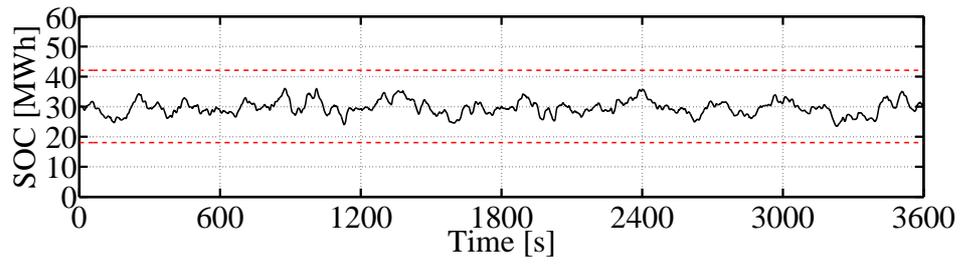


(c) 4th order controller.

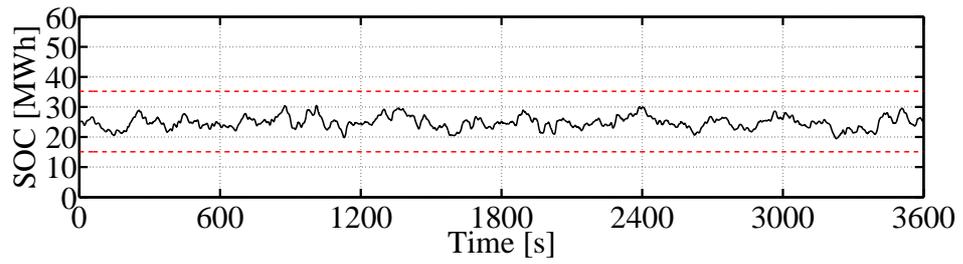


(d) \mathcal{H}_∞ controller

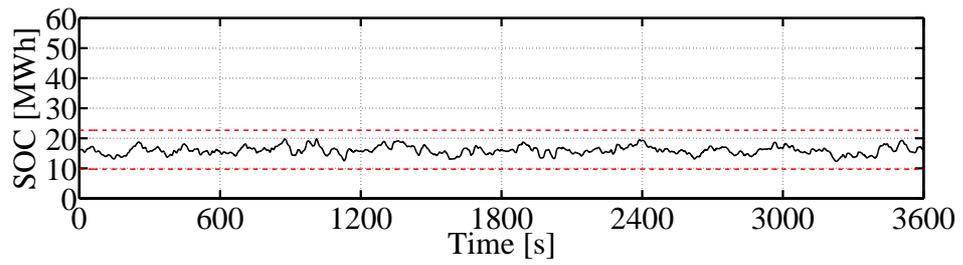
Fig 6.12: ESS output (case 2: $A = 100$).



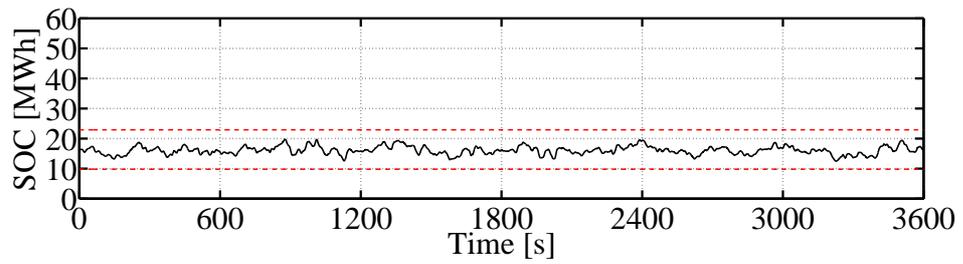
(a) LPF controller.



(b) Notch filter controller.



(c) 4th order controller.



(d) \mathcal{H}_∞ controller

Fig 6.13: State of charge (case 2: $A = 100$).

Table 6.5: Simulation results of case 2 ($A = 100$).

	without	with ESS			
	ESS	NF	4th	\mathcal{H}_∞	LPF
Maximum frequency deviation $ \Delta f $ [Hz]	0.337	0.205	0.169	0.168	0.187
Standard deviation of Δf [Hz]	0.0646	0.0412	0.0421	0.0417	0.0410
Maximum SOC [%]	–	60.6	61.1	60.3	60.0
Minimum SOC [%]	–	38.7	38.0	38.1	39.1
Maximum ESS output [MW]	–	2657	1962	1794	2701
Minimum ESS output [MW]	–	–1501	–1036	–1090	–1612
Charge/Discharge loss in ESS [MWh]	–	64.9	46.8	46.4	68.1
Loss ratio	–	0.953	0.687	0.681	1

Figs. 6.10 から, WF の変動電力が電力貯蔵装置により平滑化されているように見える. しかし, その際の系統の周波数変動を Case 1 と比較すると Table 6.6 が示すように, 全ての場合で増加している. 特に, LPF とノッチフィルタは Case 1 の損失がない場合に比べ, それぞれ 1.26 倍および 1.27 倍に増加し, ノッチフィルタは周波数偏差目標値である ± 0.2 Hz を超えている. LPF とノッチフィルタを用いた場合, 4 次フィルタおよび \mathcal{H}_∞ 制御器と比較して周波数変動が増加した理由は次のように解釈できる. 本論文では (6.2) 式で表される充放電損失を考えた. 本式からわかるとおり, この損失の大きさは電力貯蔵装置の出力が大きくなればなるほど増加する. したがって, Figs. 6.12 および Table 6.4 からわかるとおり, 4 次フィルタと \mathcal{H}_∞ 制御器を用いた場合の電力貯蔵装置の出力は LPF およびノッチフィルタよりも小さいため, 外乱 d は小さくなる. また, 3 章で示した等価外乱から電力貯蔵装置出力までの伝達関数 $G_{P_{\text{Eref}}d}(s)$ のゲイン線図 (Fig. 6.14 に再掲) からわかるように, $A = 100$ の場合, カットオフ周波数は 100 rad/s であるため, 広範囲に渡って外乱の影響が電力貯蔵装置出力にそのまま表れる. 4 次フィルタと \mathcal{H}_∞ 制御器は上で述べた理由から外乱 d が小さいが, LPF とノッチフィルタは電力貯蔵装置出力が 4 次フィルタと \mathcal{H}_∞ 制御器と比べて大きいいため, 外乱 d も大きい. そのため, 外乱 d が電力貯蔵装置出力に与える影響が大きく, 系統の周波数変動にもその影響が表れたと考察できる. なお, LPF とノッチフィルタの電力貯蔵装置出力が 4 次フィルタと \mathcal{H}_∞ 制御器を用いた場合に比べ大きいのは, WF 出力から電力貯蔵装置出力までの伝達関数の \mathcal{H}_∞ ノルムを低減できないためだと考えられる.

Table 6.6: Comparison between case 1 and case 2 ($A = 100$).

	NF	4th	\mathcal{H}_∞	LPF
Maximum frequency deviation of case 1 [Hz]	0.161	0.157	0.153	0.148
Maximum frequency deviation of case 2 [Hz]	0.205	0.169	0.168	0.187
Rate of increase	1.27	1.08	1.10	1.26

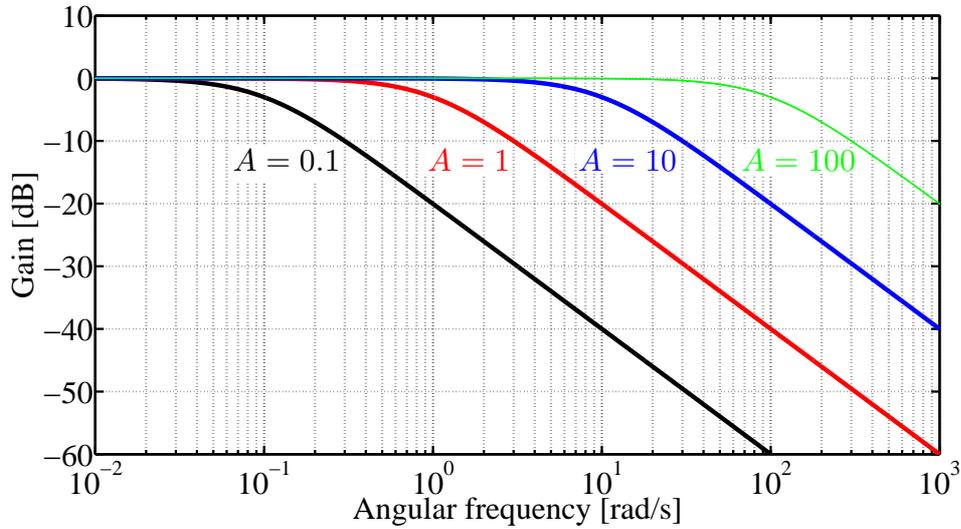


Fig 6.14: Gain plot of $G_{P_{Eref}d}(s)$.

電力貯蔵装置に関しては、Figs. 6.12 および Table 6.5 が示すように、出力の振幅は Case 1 に比べ増加しているが、定格出力を超えていないことが確認できる。残存容量に関しても、Figs. 6.9 と Figs. 6.13 の比較から、SOC-FB 制御により残存容量を適正範囲内に維持できることがわかる。

一方、Table 6.5 の 1 時間当たりの電力貯蔵装置の充放電損失の積算値から、提案設計法により設計した制御器を用いた場合、LPF に比べて損失を低減できることがわかる。特に 4 次フィルタと \mathcal{H}_∞ 制御器は約 30% の損失低減を達成した。これは、Fig. 5.21 からわかるとおり、提案設計法により設計した制御器を持つ電力貯蔵装置は、WF 出力の一部の帯域のみしか抑制しないため、電力貯蔵装置に充放電される電力が減少するためである。したがって、提案設計法を用いることで、電力貯蔵装置の充放電に伴って発生する損失の低減にも寄与することができる。

フィードバックゲインを $A = 100$ とした場合、周波数変動が Case 1 に比べ増加した。特に、ノッチフィルタを用いた場合では許容値を超える周波数変動が見られた。フィー

ドバックゲイン A は残存容量を適正範囲に維持するために用いるが、必要以上に大きくすると、上述したように周波数変動に影響を与える。そこで、残存容量を適正範囲に維持し、かつ外乱 $d(t)$ が系統周波数に与える影響を少なくするために、フィードバックゲインを再設計する。

本論文で設計したノッチフィルタは 0.5 rad/s を中心とした WF 出力変動を抑制するため、3.4 節で示した例から、外乱 $d(t)$ は直流成分と 1 rad/s を中心とした成分を多く含むことが予想される。Fig. 6.14 を見ると、 $A = 0.1$ のとき、 1 rad/s の外乱を約 -20 dB まで減衰できることがわかる。したがって、 $A = 0.1$ とすれば、ノッチフィルタを用いた場合であっても十分に周波数変動の低減が期待できる。一方、3.4 節に示した等価外乱から電力貯蔵装置の残存容量までの伝達関数 $G_{Ed}(s)$ のゲイン線図 (Fig. 6.15 に再掲) からわかるように、フィードバックゲインを小さくすると、残存容量に影響が生じる可能性がある。特に、 $G_{Ed}(s)$ のゼロ周波数におけるゲインは残存容量の維持に直接影響を与える³。したがって、Fig. 6.14 だけでなく、Fig. 6.15 も考慮してフィードバックゲイン A を決定する必要がある。

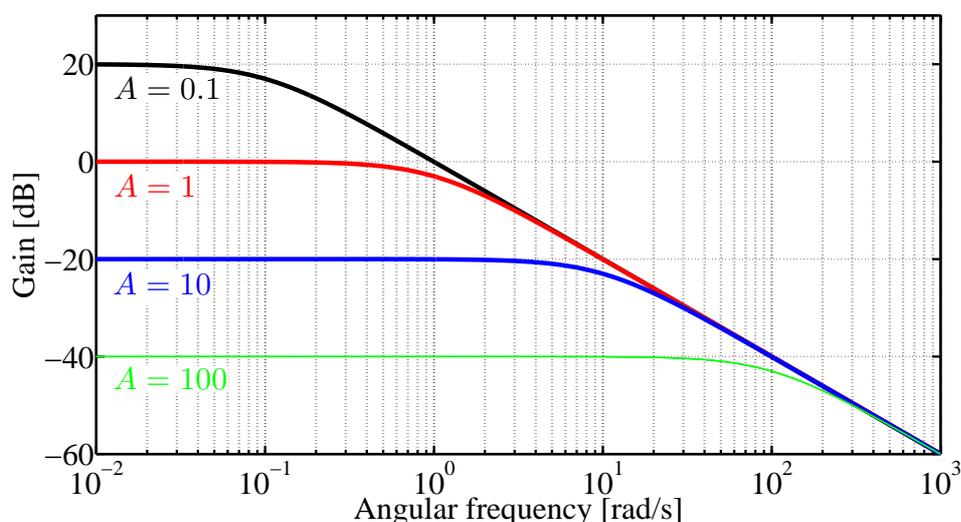


Fig 6.15: Gain plot of $G_{Ed}(s)$.

以下に具体的なフィードバックゲイン A の再設計の流れを示す。電力貯蔵装置の定格出力 P_s および電力貯蔵装置の効率 η を用いると外乱の最大値 d_{\max} は $(1 - \eta)P_s$ と記述で

³例えば、SOC-FB 制御を行わないとき、ゼロ周波数のゲインは無限大となる。これは、直流成分を持つ外乱 (損失) が生じた場合、無限大の容量を持つ電力貯蔵装置でなければ、いずれ残存容量がゼロになることを意味する。

きる。効率が85%であることを踏まえると、ノッチフィルタの場合における d_{\max} は

$$\begin{aligned} d_{\max} &= (1 - \eta)P_s \\ &= (1 - 0.85) \cdot 4920 \\ &= 738 \text{ MW} \end{aligned} \tag{6.3}$$

となる。

一方、フィードバックゲイン $A = 0.1$ とした場合、Fig. 6.15 より、ゼロ周波数におけるゲインは20 dBであり、これは外乱の直流成分が10倍されて電力貯蔵装置の残存容量に表れることを意味している。したがって、ノッチフィルタ制御系において、外乱として直流信号 d_{\max} がシステムに加算される worst-case を考えたとき⁴、フィードバックゲインとして $A = 0.1$ を選択すると、(6.3) 式および $G_{Ed}(s)$ より、外乱 d_{\max} による残存容量の減少量 ΔE_d は

$$\begin{aligned} \Delta E_d &= |G_{Ed}(0)| \cdot d_{\max} \\ &= 10 \cdot 738 \text{ MWs} \\ &= 2.05 \text{ MWh} \end{aligned} \tag{6.4}$$

となる。(6.4) 式を Table 6.2 に示した設計値で規格化すると、

$$\frac{\Delta E_d}{E_\alpha} = 2.05/50.30 = 4.08\%$$

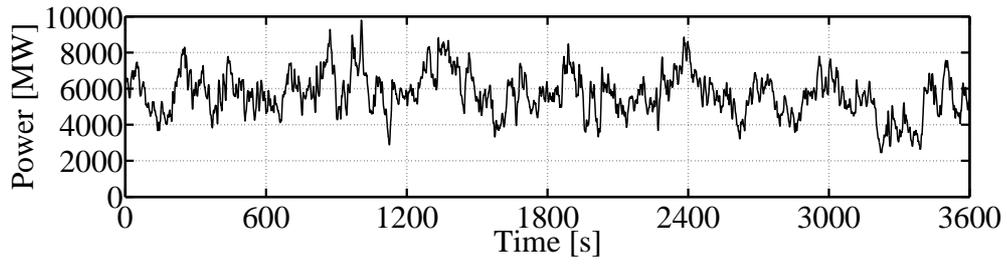
となる。よって、Table 6.4 からわかるとおり、残存容量が4.08%低下しても適正範囲内に収まっているため、 $A = 0.1$ の場合でも残存容量の低下を防ぐことが期待できる⁵。なお、ここではノッチフィルタの場合に着目してゲイン A を選定したが、他の制御器においても同様な議論は成り立つ。実際、LPF および4次フィルタを用いた場合においても、 $A = 0.1$ で残存容量が適正範囲内に維持できることが同様の計算で確認できる。

以上の結果から、ゲインを $A = 0.1$ に再設定し再度シミュレーションを行う。

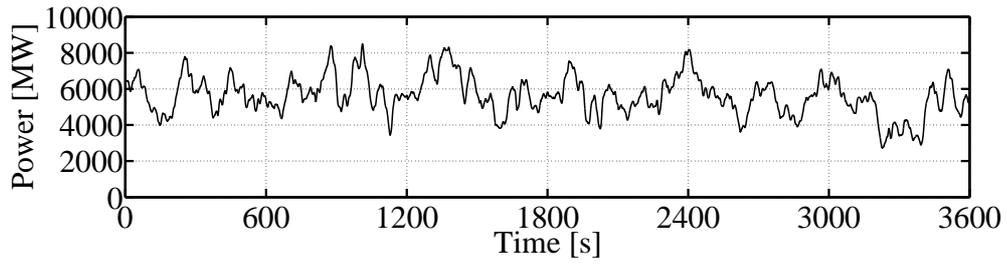
Figs. 6.16 に WF 出力と電力貯蔵装置出力の合計値 (系統に送られる電力)、Figs. 6.17 に電力系統の周波数、Figs. 6.18 に電力貯蔵装置出力をそれぞれ示す。Figs. 6.19 に電力貯蔵装置の残存容量を示す。Table 6.7 にシミュレーション結果をまとめる。なお、 \mathcal{H}_∞ 制御器の結果は上記のものを再掲している。

⁴(6.2) 式で定義した外乱が直流成分に d_{\max} を持つことはないが、フィードバックゲイン A の選定のために仮定している。

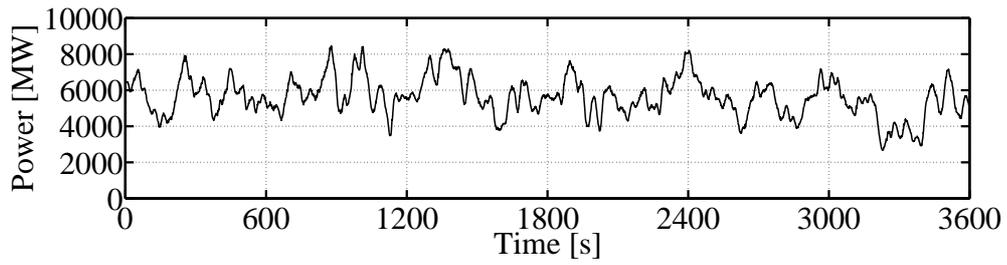
⁵ここでの計算は worst-case の外乱を想定しているため、実際に4.08%低下するわけではない。



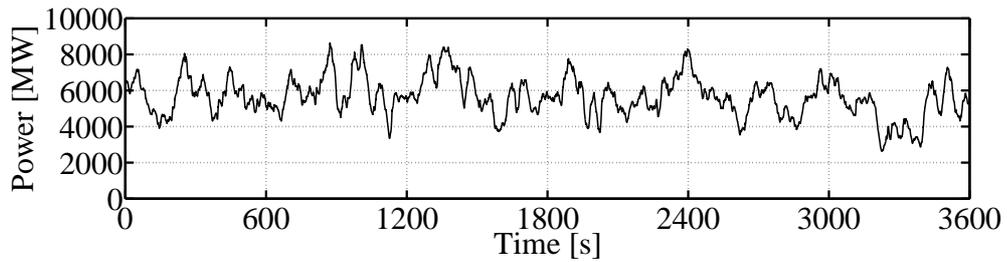
(a) Without ESS.



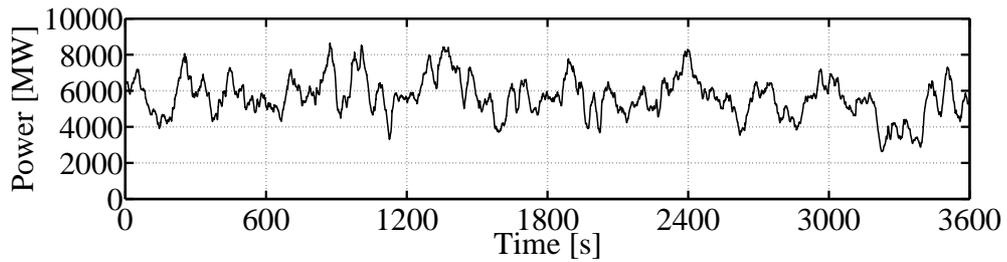
(b) LPF controller.



(c) Notch filter controller.

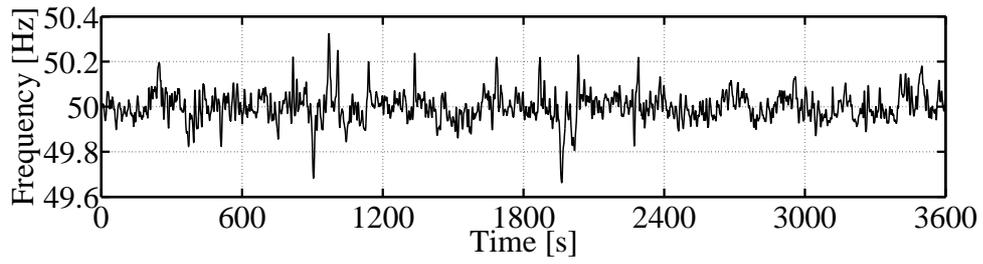


(d) 4th order controller.

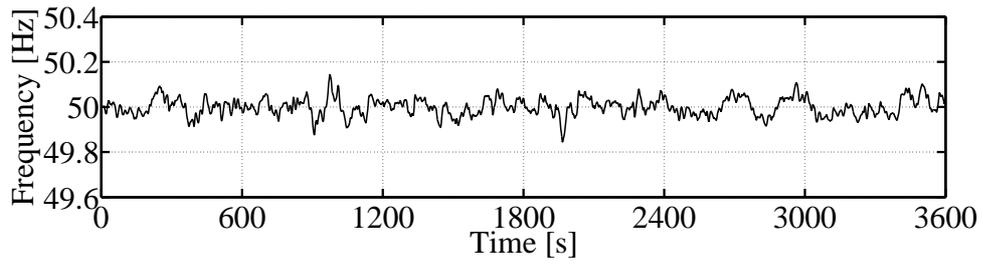


(e) \mathcal{H}_∞ controller

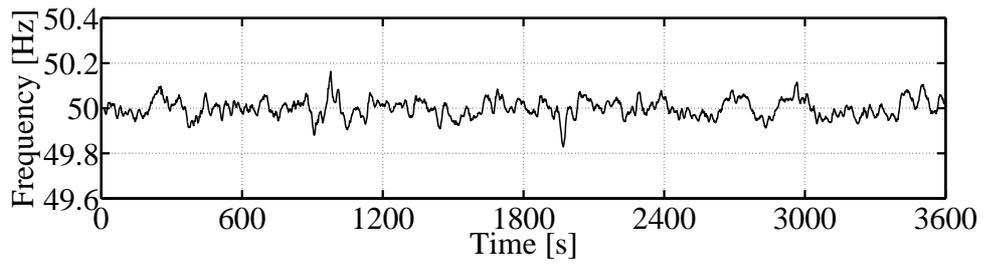
Fig 6.16: Combined output (case 2: $A = 0.1$).



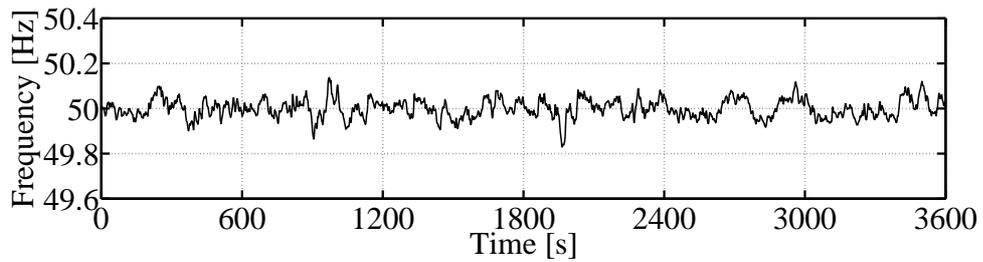
(a) Without ESS



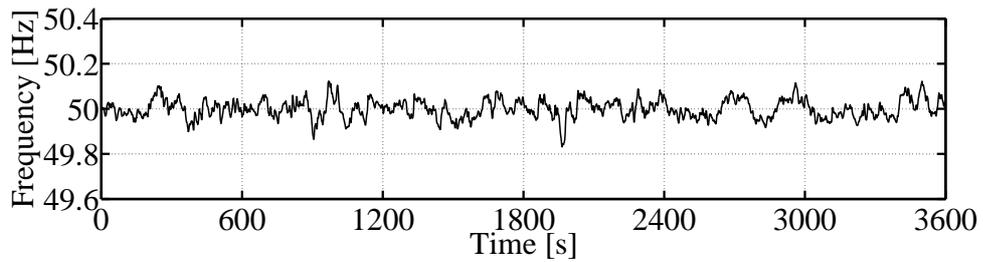
(b) LPF controller.



(c) Notch filter controller.

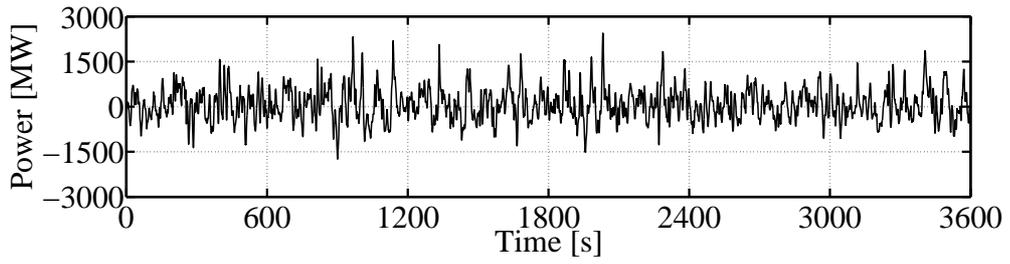


(d) 4th order controller.

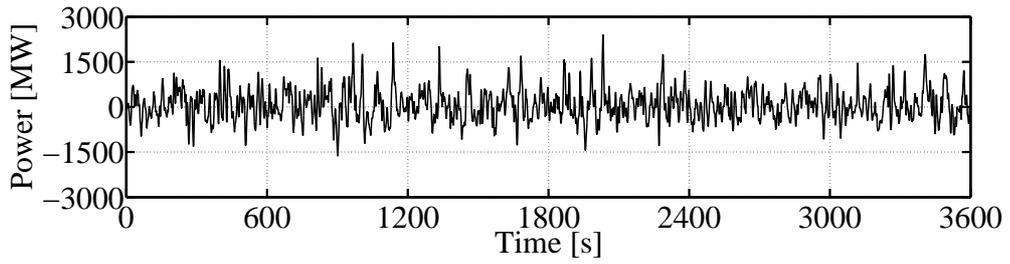


(e) \mathcal{H}_∞ controller

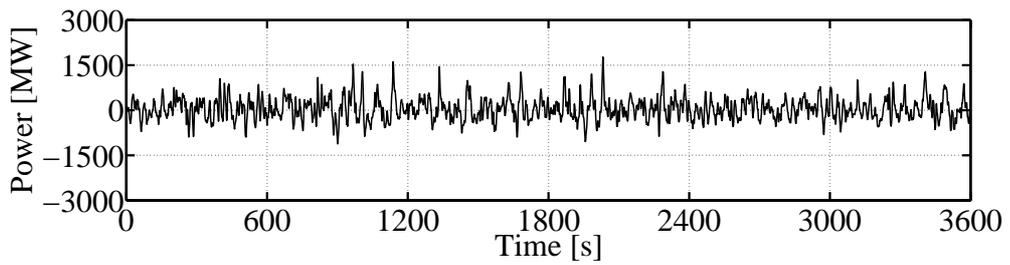
Fig 6.17: Frequency (case 2: $A = 0.1$).



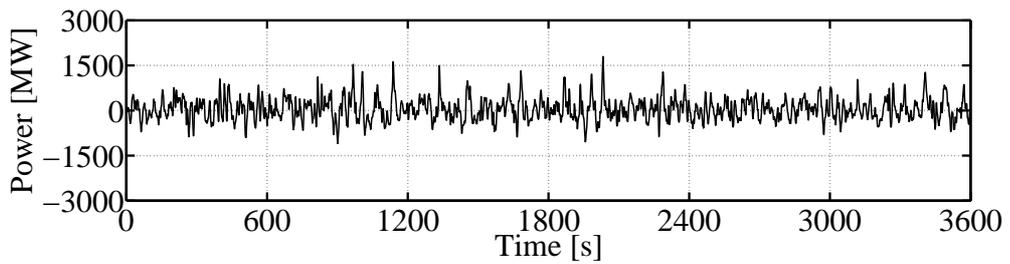
(a) LPF controller.



(b) Notch filter controller.

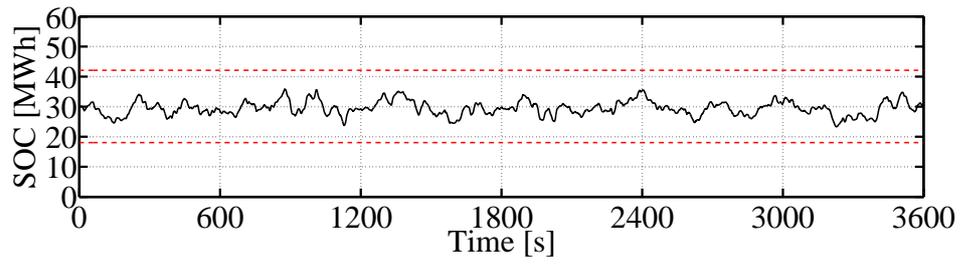


(c) 4th order controller.

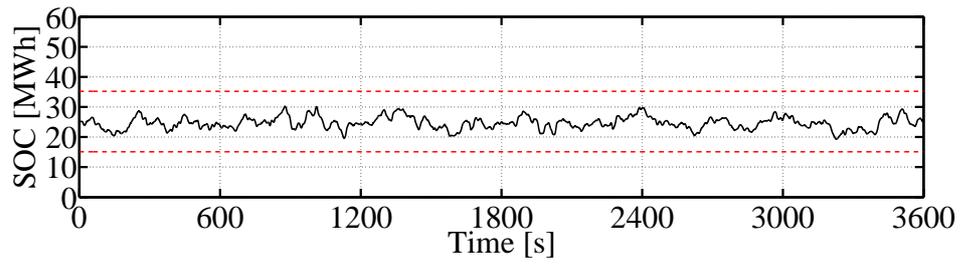


(d) \mathcal{H}_∞ controller

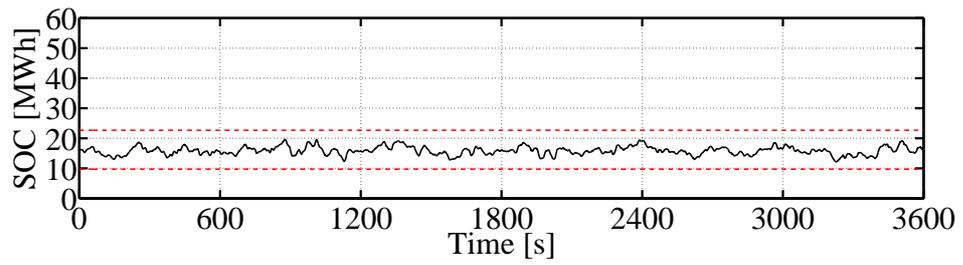
Fig 6.18: ESS output (case 2: $A = 0.1$).



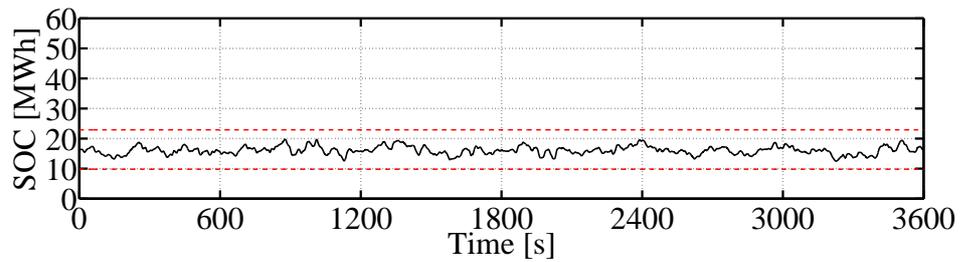
(a) LPF controller.



(b) Notch filter controller.



(c) 4th order controller.



(d) \mathcal{H}_∞ controller

Fig 6.19: State of charge (case 2: $A = 0.1$).

Table 6.7: Simulation results of case 2 ($A = 0.1$).

	without	with ESS			
	ESS	NF	4th	\mathcal{H}_∞	LPF
Maximum frequency deviation $ \Delta f $ [Hz]	0.337	0.171	0.171	0.168	0.154
Standard deviation of Δf [Hz]	0.0646	0.0402	0.0419	0.0417	0.0394
Maximum SOC [%]	–	60.0	60.5	60.3	59.5
Minimum SOC [%]	–	38.3	37.6	38.1	38.8
Maximum ESS output [MW]	–	2400	1773	1794	2445
Minimum ESS output [MW]	–	–1627	–1119	–1090	–1745
Charge/Discharge loss in ESS [MWh]	–	64.6	46.7	46.4	67.8
Loss ratio	–	0.953	0.689	0.684	1

ノッチフィルタにおいて、フィードバックゲインを $A = 100$ としたとき、周波数変動が偏差目標値 ± 0.2 Hz を超えていたのに対し、Figs. 6.17 および Table 6.7 からわかるとおり、 $A = 0.1$ では ± 0.2 Hz 以内に維持できている。また、LPF においても、最大周波数変動を $A = 100$ の結果と比べて約 18% 低減している。しかしながら、4 次フィルタを用いた場合の最大周波数変動は $A = 100$ のときよりもわずかに増加している。この理由としては、 $G_{P_{\text{Eref}d}}(s)$ のゲインを考慮してフィードバックゲインを設計したが、 $G_{P_{\text{Eref}d}}(s)$ の位相は考慮していないためだと思われる⁶。しかし、 $A = 0.1$ とすれば、 $G_{P_{\text{Eref}d}}(s)$ のゲインはシステムの周波数変動に影響を与える帯域において十分小さくなるため、周波数変動が偏差目標値を超えるほど影響を与えることはないと考えられる。例えば、電力貯蔵装置が peak-to-peak で出力しているときの worst-case の外乱 d_{max} を考えた場合、その振幅は $(1 - \eta)P_s = (1 - 0.85) \cdot 4920 = 738$ MW となる⁷。 $A = 0.1$ の場合、0.5 rad/s 周りの外乱は電力貯蔵装置の出力に約 15 dB 減衰されて表れる。したがって、この外乱のみに起因する電力貯蔵装置出力の振幅は約 131 MW となるため、Fig. 2.21 から推察されるように、この出力による周波数変動を Case 1 の結果に考慮しても、偏差目標値を超えることはないことがわかる⁸。さらに、Table 6.5 と Table 6.7 を比較してもわかるとおり、4 次

⁶Fig. 6.2(c) に示すように、電力貯蔵装置の出力の定常時間応答は $G_h(s)$ を無視すると、 $|(1 - G_{F_n}(j\omega_1)) \cos \omega_1 t + G_{P_{\text{Eref}d}}(j\omega_2) \cos(\omega_2 t + \theta)|$ [p.u.] で表される。なお、 ω_1 および ω_2 は任意の角周波数、 θ は $|(1 - G_{F_n}(j\omega_1)) \cos \omega_1 t$ を基準としたときの位相角である。したがって、電力貯蔵装置の出力は $G_{P_{\text{Eref}d}}(s)$ のゲインだけでなく位相の影響も受ける。

⁷ここで定義した外乱 d_{max} はフィードバックゲイン A の設計に用いたものと異なる。

⁸ここでは簡単化のため worst-case の外乱を考えたが、先に述べたように外乱は直流成分も持つため、実際にはここで扱ったものよりも、外乱の振幅は小さくなる。

フィルタの周波数変動の増加率はわずかであり、周波数変動の標準偏差は減少していることから実用上問題ないと判断できる。なお、ゲイン A をさらに下げた場合、周波数変動は Table 6.5 の結果に比べ減少したことを確認した。

一方、残存容量に関しては、Figs. 6.19 からわかるとおり、全ての場合において適正範囲内に維持できていることがわかる。しかし、Table 6.5 と Table 6.7 の残存容量の最大値および最小値を比較すると、 $A = 0.1$ を用いた場合、最大値および最小値が減少している。フィードバックゲインを低下させたことで外乱の直流成分の抑制率が低下し、わずかではあるがオフセットが生じた。しかしながら、シミュレーション結果からわかるとおり、運用に問題を起こす程度ではないと言える。また、Figs. 6.18 および Table 6.7 が示すように、同様な理由で電力貯蔵装置出力の最大値と最小値も減少しているが、 $A = 100$ のときと比べて外乱が電力貯蔵装置出力に与える影響が軽減されるため、振幅(最大値と最小値の和)に関しては低下している。その結果、Table 6.7 の損失を見ると、 \mathcal{H}_∞ 制御器を除く全ての制御器において、 $A = 100$ のときよりも低減できていることがわかる。

以上より、電力貯蔵装置の充放電損失が存在する場合においても、適切にフィードバックゲイン A を設計することで、提案設計法により設計した制御器は、従来の LPF 制御系よりも低容量・低定格出力の電力貯蔵装置の WF 出力を平滑化し、系統の周波数変動を偏差目標値内に維持できることがわかる。加えて、提案した制御器は WF 出力の一部の帯域のみしか抑制しないため、電力貯蔵装置の充放電損失の低減にも寄与することができる。したがって、容量・定格出力のみならず、損失の観点からも提案設計法は優れていると言える。

6.4 Case 3

これまでは負荷を一定として議論してきたが、実際の電力系統では負荷は変動している。本節では、この影響を解析するために、負荷変動を考慮してシミュレーションを行う。

文献 [53], [54] では、日本の 9 電力会社の周波数制御の状況が調査、分析されており、周期 20 分以下の負荷変動の標準偏差と総需要間との関係は次式で表されると報告されている。

$$\delta_D = \gamma \sqrt{P_L}. \quad (6.5)$$

ただし、各変数の意味は以下のとおりである。

δ_D : 周期 20 分以下の負荷変動の標準偏差

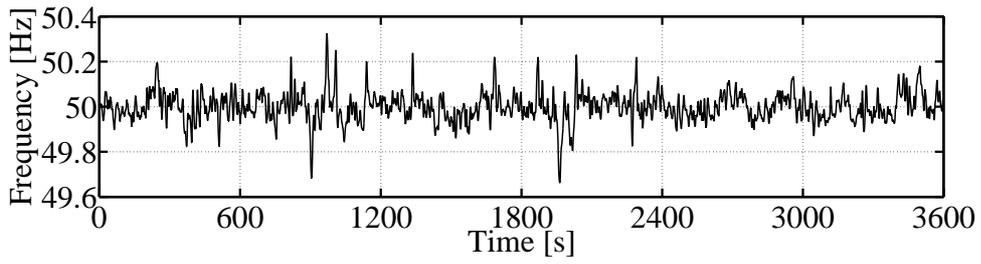
γ : 定数

P_L : 総需要

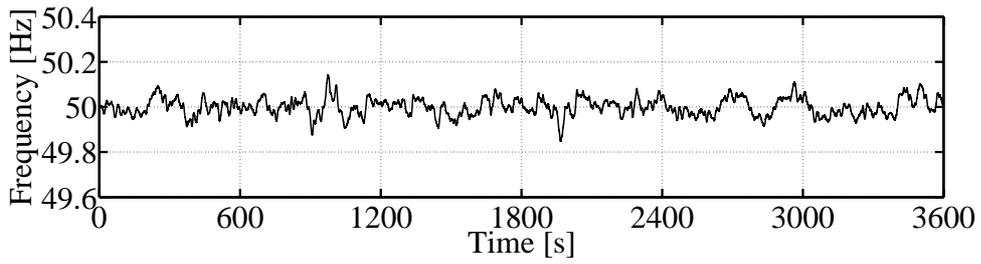
である。

γ は電力会社や負荷の時間帯によっても異なるが、おおよそ 0.2 から 0.7 の範囲の値である。したがって、本論文では、負荷変動が最大となる $\gamma = 0.7$ を用いる。

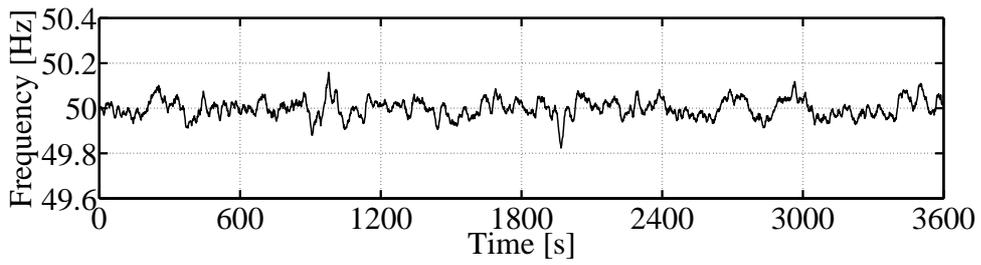
Figs. 6.20 に電力系統の周波数を示す。Table 6.8 に Case 2 の周波数変動の結果と比較したものを示す。なお、前節のシミュレーション結果から SOC-FB 制御のフィードバックゲインは $A = 0.1$ としている。また、系統に送られる電力、電力貯蔵装置の出力および残存容量の時間応答は Case 2 ($A = 0.1$) と一致するため割愛する。



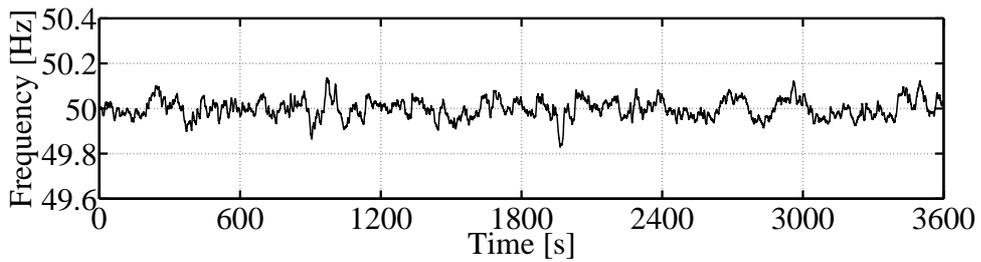
(a) Without ESS



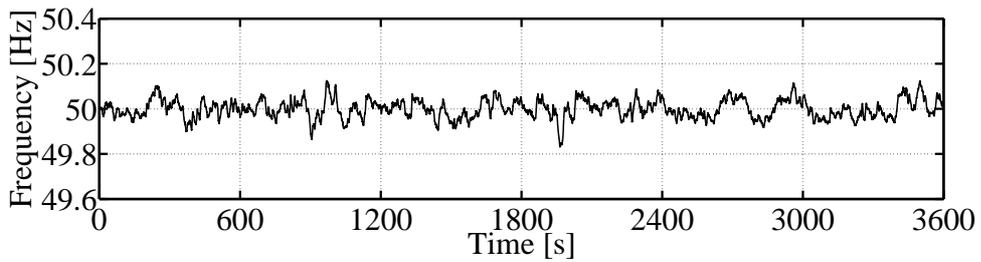
(b) LPF controller.



(c) Notch filter controller.



(d) 4th order controller.



(e) \mathcal{H}_∞ controller

Fig 6.20: Frequency (case 3).

Table 6.8: Comparison between case 2 and 3.

	NF	4th	\mathcal{H}_∞	LPF
Maximum frequency deviation Δf [Hz] (Case 2)	0.171	0.171	0.168	0.154
Maximum frequency deviation Δf [Hz] (Case 3)	0.176	0.170	0.168	0.151
Maximum relative error [%]	2.92	-0.585	0.00	-1.95
Standard deviation of Δf (Case 2) [Hz]	0.0402	0.0419	0.0417	0.0394
Standard deviation of Δf (Case 3) [Hz]	0.0408	0.0419	0.0417	0.0393

Table 6.8 からわかるとおり，負荷変動を考慮した場合，Case 2 に比べて最大周波数変動が約 3% しか増加していない．また，4 次フィルタと LPF においては最大周波数変動が低下している．これは，WF 出力変動と負荷変動の間で変動が打ち消されたためだと考えられる⁹．

以上の結果より，負荷変動が存在する場合においても提案手法は有効であると結論づける．

⁹ ウィンドファームで生じるならし効果に似たものと思われる．

第7章 結言

本論文では，風力発電の導入拡大に貢献することを目指し，WF 併設型電力貯蔵装置において，従来よりも低容量・低定格出力で WF 出力を平滑化し，系統の周波数変動を抑制可能な制御器設計法を構築した。

第2章では，はじめに，風力発電および電力系統の周波数制御について述べた。そして，電力貯蔵装置の所要 kWh 容量および所要定格出力を低減する制御器設計法を構築するために，系統の周波数制御では対応できない WF 出力の変動成分を明らかにし，系統の周波数変動特性を解析した。

第3章では，従来の LPF 制御系を持つ電力貯蔵システムについて問題点を交えながら説明した。また，電力貯蔵装置の損失による残存容量の低下を防ぐための SOC-FB 制御について説明した。中でも，等価外乱 [48] の考えを導入することで，SOC-FB 制御のフィードバックゲイン A と電力貯蔵装置出力および電力貯蔵装置容量の間のトレードオフを示し，SOC-FB 制御の効果を定量的に解析した。

第4章では，電力貯蔵装置を WF に併設して変動出力の平滑化を行うシステムにおいて，従来明らかにされていなかった電力貯蔵装置制御系に用いられるフィルタと所要 kWh 容量および所要定格出力の関係性を明らかにした。

第5章では，第2章で得られた系統の周波数変動特性と第4章で明らかにした制御系フィルタと所要 kWh 容量および所要定格出力の関係性を利用し，低容量・低定格出力で WF 出力の平滑化を達成する電力貯蔵装置の制御器設計法を3つ提案した。提案したノッチフィルタ制御系を持つ電力貯蔵装置は，電力系統の周波数制御では対応できない WF 出力変動のみをピンポイントで平滑化するため，従来の LPF 制御系に比べ，電力貯蔵装置の所要 kWh 容量を 16% 低減した。次に，ノッチフィルタの自由度の制限を緩和し，さらに低容量・低定格出力の電力貯蔵装置で系統の周波数変動抑制を達成するために，数値最適化を用いた広いクラスのフィルタ設計法を構築した。提案設計法は設計者が任意にフィルタの次数を設定できるため，多様な周波数特性を持つフィルタを設計できる。加えて，数値最適化により電力貯蔵装置の所要 kWh 容量および所要定格出力を最小化するフィルタパラメータを直接的に探索するため，局所解に陥らない限り，所要 kWh 容量および所要定格出力を大幅に低減するフィルタを設計することができる。加えて，数値最適

化に基づくアプローチであるため、設計者はほとんど試行錯誤を必要としない。結果として、本設計法により設計したフィルタはLPF制御系に比べ電力貯蔵装置の所要kWh容量を46%、所要定格出力を25%低減した。しかしながら、数値最適化に基づくアプローチは局所解に陥る可能性があり、容量および定格出力を十分に低減できない可能性がある。そこで、 \mathcal{H}_∞ 制御を用いて直接的に所要kWh容量と所要定格出力を低減する制御器を導出する方法を提案した。 \mathcal{H}_∞ 制御を用いた提案設計法は、重み関数により所要kWh容量と所要定格出力およびシステムの周波数変動のトレードオフを考慮することができることに加え、一般化プラントを構築すれば最小kWh容量および最小定格出力を実現する制御器を設計できる。しかしながら重み関数の設計には試行錯誤を必要とする場合がある。第5章では、この試行錯誤を軽減するために重み関数の設計指針も示した。これらの提案設計法を比較した結果、所要kWh容量および所要定格出力低減の観点からは数値最適化による設計法および \mathcal{H}_∞ 制御による設計法が優れていると結論づけた。

第6章では、シミュレーションにより提案手法の有効性を確認した。提案設計法により設計した制御器は低容量・低定格出力の電力貯蔵装置でWF出力を平滑化し、システムの周波数変動を許容偏差内に収めることができた。また、損失による残存容量の低下をSOC-FB制御により防げることを確認した。加えて、フィードバックゲインAの選定基準も示した。提案手法により設計した制御器を持つ電力貯蔵装置は、WF出力のうち一部の帯域のみしか抑制しないため充放電損失にも寄与できることを明らかにした。

風力発電機の導入量を拡大するために、LPF制御系を用いたWF併設型電力貯蔵システムが広く研究されてきた。しかしながら、LPFの特性上、必要以上に電力貯蔵装置が大容量化する問題があり、風力発電の導入拡大を実現する上で大きな障害となっていた。そこで、さらなる風力発電の導入拡大に貢献するために、以下の課題の解決に取り組んだ。

1. ウィンドファーム出力変動成分の内、電力システムの周波数制御では対応できない変動成分のみをピンポイントで抑制する電力貯蔵装置制御系を構築するために、システムの周波数変動特性の解析。
2. WFに電力貯蔵装置が併設されたシステムにおいて、電力貯蔵装置の制御系と所要kWh容量および所要定格出力の関係性を明らかにし、制御器に対応したkWh容量および定格出力の適切な決定方法の構築。
3. 上記のシステムの周波数変動特性およびkWh容量・定格出力決定方法を利用し、電力貯蔵装置の所要kWh容量および所要定格出力を最小化する制御系の設計法の構築。

本論文で提案したLPF制御系から脱却した新しい制御器とその設計法は、電力システムの特
性やWFの導入量などに臨機応変に対応できるとともに、電力貯蔵装置の低容量・低定

格出力化を実現した。加えて、充放電に伴う損失を低減しながら周波数変動を許容偏差内に維持できるといった特徴も持つ。したがって、本提案設計法は低コストに風力発電の導入量を拡大できる有益な手法だと考える。以上より、本論文で取り組んだ課題の解決は、風力発電の導入拡大につながると言えよう。

今後の課題は以下である。

1. 本論文では電力貯蔵装置の動特性を無視して設計法を構築したが、応答速度が遅く動特性が無視できない場合がある。そのため、電力貯蔵装置の動特性を考慮できるように提案設計法を拡張する。
2. 応答速度の速い電力貯蔵装置(電気二重層キャパシタなど)と遅い電力貯蔵装置(リチウムイオン電池など)を組み合わせるハイブリッドシステムに本設計法を適用する。
3. 提案設計法はWF出力の周波数特性を考慮せず、worst-caseの風力発電機出力を基に構築したが、それを考慮することで、さらに電力貯蔵装置の所要kWh容量および所要定格出力を低減可能であると考えられる。したがって、WFの出力周波数特性を本提案手法に有効活用する方法を検討する。

一方、化石燃料の枯渇や地球温暖化などの問題解決のためには、風力発電だけでなく太陽光発電をはじめとした様々な再生可能エネルギー発電の導入を拡大する必要がある。本論文で提案した手法をそれらの電源に併設された電力貯蔵装置にも応用することで、あらゆる再生可能エネルギー発電の導入拡大にも寄与できると考えられる。また、風力発電や太陽光発電などの発電設備自体でも系統の周波数変動の抑制を行い、電力貯蔵装置と協調制御を行うことで、より低容量の電力貯蔵装置で系統の周波数変動を抑制することができる。最終的には、様々な発電設備を協調制御し、再生可能エネルギー発電が大量導入された電力系統を構成することで、持続可能な社会の実現に貢献したい。

謝辞

本研究は千葉大学大学院工学研究科人工システム科学専攻電気電子系コース在学中に、システム制御教育研究分野で劉康志教授の指導の下行ったものです。本研究を行うにあたり、ご指導、ご助言して頂いた劉康志教授に深く感謝致します。日々の議論にお付き合いして頂いたことや、研究や学問に自由に励ませて頂いたことは非常にありがたく存じます。また、多数の学会に参加させていただいたことは貴重な経験となりました。残間忠直准教授には研究のご助言はもちろんのこと、ゼミ等の勉強会に参加させて頂き深く感謝致します。若生将史助教(現神戸大学大学院システム情報研究科講師)には、研究を進めるにあたり、広い角度からのご指摘など、多くの貴重なご意見を頂戴いたしました。また、研究以外の相談にも乗って頂き、深く御礼申し上げます。日頃よりご助言頂きました片根保技術職員に心から感謝致します。

電気エネルギー応用教育研究分野 近藤圭一郎教授には、分野の枠を超え多くの勉強の機会を用意して頂き、深く感謝しております。近藤圭一郎教授のミーティングは専門技術のみならず、研究の意義や博士としての心構えなど、多くの貴重なご意見を頂ける場であり、著者の成長に大きくつながりました。また、博士審査を引き受けて頂き、心より感謝申し上げます。

研究において、ご助言を頂きました電力変換教育分野 佐藤之彦教授、名取賢二助教、電気エネルギー応用教育研究分野 早乙女英夫准教授に深く感謝致します。

量子デバイス物性教育研究分野 石谷善博教授には、博士審査を引き受けて頂き深く感謝しております。著者の専門分野とは異なる角度からのご指摘や貴重なご意見は勉強になりました。

北見工業大学 田村淳二教授には、著者の北見工業大学での3年間の研究生活のみならず、千葉大学での研究生活を支えていただき深く感謝しております。田村淳二教授のお力なしでは本論文は完成しなかったといっても過言ではありません。

北見工業大学 柴坂俊雄教授には、千葉大学に進学するきっかけを頂いたことや、共同で論文を執筆する機会を頂き深く感謝しております。

北見工業大学 谷本洋教授には、著者が北見工業大学に在籍していた期間において、様々な勉強の場を提供して頂き、深く感謝しております。谷本洋教授から学んだ多くのこと

は、今でも著者の研究の根幹を支えております。

北見工業大学卒業生 田原秀哉君には研究における議論にお付き合い頂き感謝しております。

システム制御研究室の卒業生，修士および学部生には研究生活を支えて頂き感謝しております。特に，卒業生の渡邊瑞稀君には研究面でも多くの議論をさせて頂き，感謝しております。また，卒業生の稲福友君，大野正夫君，戸澤聡君，徳永淳樹君，藤澤翔太君には研究室生活を楽しいものにして頂き感謝しております。

平成 29 年 7 月

千葉大学大学院 工学研究科 人工システム科学専攻
電気電子系コース 博士後期課程 システム制御研究室

小岩 健太

参考文献

- [1] Global Wind Energy Council, Global Wind Report 2015 [R], 2016.
- [2] 大久保仁, 電力システム工学, オーム社, 2011.
- [3] 柳父悟, 加藤政一, 電力系統工学, 東京電気大学出版局, 2006.
- [4] H. Bevrani, A. Ghosh, and G. Ledwich, “Renewable energy sources and frequency regulation: survey and new perspectives,” *IET Renewable Power Generation*, vol. 4, no. 5, pp. 438–457, 2010.
- [5] C. Luo and B. T. Ooi, “Frequency deviation of thermal power plants due to wind farms,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, no. 3, pp. 708–716, 2006.
- [6] C. Luo, H. G. Far, H. Banakar, P. K. Keung, and B. T. Ooi, “Estimation of wind penetration as limited by frequency deviation,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22, no. 3, pp. 783–791, 2007.
- [7] T. Senjyu, T. Nakaji, K. Uezato, and T. Funabashi, “A hybrid power system using alternative energy facilities in isolated island,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, no. 2, pp. 406–414, 2005.
- [8] K. Yamashita, O. Sakamoto, Y. Kitauchi, T. Nanahara, T. Inoue, T. Arakaki, and H. Fukuda, “A frequency-stabilizing scheme for integrating photovoltaics into a small island grid” in *Innovative Smart Grid Technologies (ISGT Europe)*, 2011 2nd IEEE PES International Conference and Exhibition on, pp. 1–7, 2011.
- [9] A. K. Sahoo, V. Chitra, and T. Kanagapriya, “Load frequency control for a distributed grid system involving wind and hydro power generation” in *Power, Control and Embedded Systems (ICPCES)*, 2012 2nd International Conference on, pp. 1–6, 2012.

- [10] T. Masuta and A. Yokoyama, “Supplementary load frequency control by use of a number of both electric vehicles and heat pump water heaters” IEEE Transactions on Smart Grid, vol. 3, no. 3, pp. 1253–1262, 2012.
- [11] T. Senjyu, D. Hayashi, N. Urasaki, and T. Funabashi, “Oscillation frequency control based on \mathcal{H}_∞ controller for a small power system using renewable energy facilities in isolated island,” in 2006 IEEE Power Engineering Society General Meeting, 7 pages, 2006.
- [12] 松坂知行・土屋敬一:「風力発電機出力変動安定化制御に関する研究」, 電気学会論文誌. B, Vol. 117, No. 5, pp. 625–633 (1997).
- [13] 千住智信・坂本良成・浦崎直光・比嘉広樹・上里勝実・船橋俊久:「最小分散制御を用いた風力発電機のピッチ角制御による出力電力変動の抑制」, 電気学会論文誌. B, Vol. 124, No. 12, pp. 1455–1462 (2004).
- [14] 千住智信・坂本良成・浦崎直光・比嘉広樹・船橋俊久・藤田秀紀・関根秀臣:「ウィンドファームにおける風力発電機の全動作領域に有効なピッチ角制御による出力電力平準化」, 電気学会論文誌. B, Vol. 125, No. 12, pp. 1159–1169 (2005).
- [15] E. Muljadi, and C.P. Butterfield, “Pitch-Controlled Variable-Speed Wind Turbine Generation,” IEEE Transactions on Industrial Application, vol. 37, no. 1, pp. 240–246, 2001.
- [16] C. Luo, H. Banakar, B. Shen and B. T. Ooi, “Strategies to Smooth Wind Power Fluctuations of Wind Turbine Generator,” IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 22, no. 2, pp. 341–349 2007.
- [17] J. M. Mauricio, A. Marano, A. Gomez-Exposito, and J. L. M. Ramos, “Frequency regulation contribution through variable-speed wind energy conversion systems,” IEEE Transactions on Power Systems, vol. 24, pp. 173–180, 2009.
- [18] 佐藤大騎・斎藤浩海:「可変速風力発電の運動エネルギーを利用したウィンドファーム出力変動の平滑化技術」, 電気学会論文誌. B, Vol. 129, No. 5, pp. 580–590 (2009).
- [19] 小岩健太・佐藤巨海・梅村敦史・高橋理音・田村淳二:「可変速風力発電機を用いたウィンドファームの出力周波数帯域制御による系統周波数変動抑制」, 電気学会論文誌. B, Vol. 135, No. 6, pp. 351–361, (2015).

- [20] Mizuki Watanabe, Kenta Koiwa, Kang Zhi-Liu, “New Optimization Method for the Smoothing of Wind Farm Output by Using Kinetic Energy,” The 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2016), 6 pages, 2016.
- [21] 島義和・高橋理音・村田年昭・田村淳二・戸巻雄一・富永忍・坂原淳史:「2質点モデルによる風力発電機の過渡安定度シミュレーション」, 電気学会論文誌. B, Vol. 125, No. 9, pp. 855–864, (2005).
- [22] 由本勝久・七原俊也・輿水源太郎:「風力発電出力平滑化用蓄電池の充電レベルの制御法」, 電気学会論文誌. B, Vol. 129, No. 5, pp. 605–613, (2009).
- [23] S. Nomura, Y. Ohata, T. Hagita, H. Tsutsui, S. Tsuji-Iio, and R. Shimada, “Wind farms linked by smes systems,” IEEE Transactions on Applied Superconductivity, vol. 15, no. 2, pp. 1951–1954, 2005.
- [24] F. Díaz-González, F. D. Bianchi, A. Sumper and O. Gomis-Bellmunt, “Control of a flywheel energy storage system for power smoothing in wind power plants,” IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 29, no. 1, pp. 204–214, 2014.
- [25] 安部公哉:「電力システムの安定化を目的とした蓄電池制御技術(その1:需給制御)」, 平成28年電気学会全国大会, Vol. 6, pp. 11–14, (2016).
- [26] 黒瀬誉史・高橋理音・田村淳二・福島知之・坂原淳史・新谷宏治:「風力発電機出力平滑化用エネルギー貯蔵装置の定格決定に関する検討」, 電気学会論文誌. B, Vol. 132, No. 2, pp. 150–162 (2012).
- [27] R. Takahashi, J. Tamura, T. Fukushima, E. Sasano, K. Shinya, and T. Matsumoto, “A determination method of power rating of energy storage system for smoothing wind generator output,” in Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2009 International Conference on, pp. 1–6, 2009.
- [28] C. L. Nguyen and H. H. Lee, “Optimization of power dispatch to minimize battery storage capacity in wind farm,” in 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 420–427, 2014.
- [29] T. Kanehira, A. Takahashi, J. Imai, and S. Funabiki, “A comparison of electric power smoothing control methods for distributed generation systems,” Electrical Engineering in Japan, vol. 193, no. 4.

- [30] 牛山泉, 風力エネルギー読本, オーム社, 2005.
- [31] S. Heier, Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems. John Wiley & Sons, 2011.
- [32] G. Abad, J. López, M. Rodríguez, L. Marroyo, and G. Iwanski, Doubly Fed Induction Machine: Modeling and Control for Wind Energy Generation. Wiley-IEEE Press, 2011.
- [33] B. Wu, Y. Lang, N. Zargari and S. Kouro, Power Conversion and Control of Wind Energy Systems. Wiley-IEEE Press, 2011.
- [34] M. Rosyadi, “Stability Augmentation of Grid Connected Wind Farm by Variable Speed Permanent Magnet Wind Generator,” Doctoral Thesis, Kitami Institute of Technology, Japan, 2013.
- [35] M. Rosyadi, A. Umemura, R. Takahashi, J. Tamura, N. Uchiyama and K. Ide “Simplified Model of Variable Speed Wind Turbine Generator for Dynamic Simulation Analysis,” IEEJ Transactions on Power and Energy, vol. 135, no. 9, pp. 538–549, 2015.
- [36] 電力系統モデル標準化調査専門委員会 : 「電力系統の標準モデル」, 電気学会技術報告, 第 754 号, (1999).
- [37] 村上明子・横山明彦・多田泰之 : 「大容量風力発電が導入された電力系統における周波数制御のための蓄電池容量評価に関する基礎的検討」, 電気学会論文誌. B, Vol. 126, No. 2, pp. 236–242 (2006).
- [38] 谷口治人 編著, EE Text 電力システム解析-モデリングとシミュレーション-, オーム社.
- [39] P. Kundur, Power System Stability and Control. McGraw-Hill, 1994.
- [40] 井上俊雄 : 「電力系統の周波数制御から見た火力機の出力行動特性」, 電気学会論文誌. B, Vol. 124, No. 3, pp. 343–346 (2004).
- [41] 西崎康・入江寛・横山明彦・多田泰之 : 「風力発電連系系統の周波数制御のための風車ピッチ角制御とその蓄電池容量削減効果」, 電気学会論文誌. B, Vol. 129, No. 1, pp. 50–56 (2009).

- [42] P. Li, H. Banakar, P. K. Keung, H. Golestani Far and B. T. Ooi, “Macromodel of Spatial Smoothing in Wind Farms,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22, no. 1, pp. 119–128, 2007.
- [43] S. Tahara, K. Koiwa, A. Umemura, R. Takahashi and J. Tamura, “Frequency characteristic analysis of power system and its application to smoothing control of wind farm output,” in *Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), 2015 Tenth International Conference on*, pp. 1–6, 2015.
- [44] 田村淳二・川又一貴・高橋理音・梅村敦史・木村守・Aung Ko Thet : 「風速乱れ度を考慮した系統周波数変動の計算法」, 電気学会論文誌. B, Vol. 135, No. 4, pp. 224–232, (2015).
- [45] 千住智信・菊永康朗・與那篤史・舟橋俊久 : 「風力発電機に用いる最適蓄電池設備容量に関する検討」, 電気学会論文誌. B, Vol. 128, No. 1, pp. 321–327, (2008).
- [46] 榎本和宏・佐々木鉄於・重松敏夫・出口洋成 : 「レドックスフロー電池の応答特性とモデリングに関する考察」, 電気学会論文誌. B, Vol. 122, No. 4, pp. 554–560, (2002).
- [47] 水谷麻美・小林武則・渡部克典・和田具記 : 「蓄電池システムの充放電効率に関する考察」, 電気学会論文誌. B, Vol. 136, No. 11, pp. 824–832, (2016).
- [48] 田川遼三郎 : 「新しい等価外乱の定義とその応用」, 第15回 Dynamical System theory シンポジウム資料, pp. 37–42 (1992).
- [49] D. E. Goldberg, *Genetic Algorithms in Search, Optimization, and Machine Learning*. Addison-Wesley Publishing Company, 1989.
- [50] J. Kennedy and R. C. Eberhart, *Swarm Intelligence*. Morgan Kaufmann Publishers, San Francisco, California, 2001.
- [51] K. Z. Liu and Y. Yao, *Robust Control: Theory and Application*. John Wiley & Sons, 2016.
- [52] システム制御情報学会編, 制御系設計- \mathcal{H}_∞ 制御とその応用, 朝倉書店, 1994.
- [53] 電力系統における常時及び緊急時の負荷周波数制御調査専門委員会 : 「電力系統における常時及び緊急時の負荷周波数制御」, 電気学会技術報告, 第 869 号, (2002).

- [54] S. Tamura, “Economic analysis of hybrid battery energy storage systems applied to frequency control in power system,” *Electrical Engineering in Japan*, vol. 195, no. 1, pp. 24–31, 2016.

研究業績

学術雑誌

1. K. Koiwa, K.Z. Liu and J. Tamura, “Analysis and Design of Filters for Energy Storage System: Optimal Trade-off between Frequency Guarantee and Energy Capacity/Power Rating,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 65, DOI 10.1109/TIE.2017.2688974 (2017, accepted).
2. 小岩 健太, 田原 秀哉, 田村 淳二, 劉 康志: 「電力系統の周波数特性に基づく電力貯蔵装置容量の決定法と制御系設計法に関する検討」, 電気学会論文誌. B, Vol. 136, No. 8, pp. 719–727, 2016/8.
3. 小岩 健太, 佐藤 巨海, 梅村 敦史, 高橋 理音, 田村 淳二: 「可変速風力発電機を用いたウィンドファームの出力周波数帯域制御による系統周波数変動抑制」, 電気学会論文誌. B, Vol. 135, No. 6, pp. 351–361, 2015/6.
4. 小岩 健太, 梅村 敦史, 高橋 理音, 田村 淳二, 榮坂 俊雄: 「系統連系 PWM インバータ制御系の包括的設計法」, 計測自動制御学会論文集, Vol. 51, No. 3, pp. 162–170, 2015/3.
5. K. Koiwa, R. Takahashi and J. Tamura, “A Study of Hydrogen Production in Stand-alone Wind Farm,” International Journal of Renewable Energy Research (IJRER), vol. 3, no. 2, pp. 372–378, 2013/6.

研究開発レター

1. 小岩 健太, 鈴木 賢太, 劉 康志, 残間 忠直, 若生 将史, 田村 淳二: 「 H_∞ 制御による電力貯蔵装置の容量低減化」, 電気学会論文誌. B, Vol. 137, No. 8, 2017/8 (掲載決定).

査読付き国際会議

1. K. Koiwa, K. Suzuki, K. Z. Liu, J. Tamura and M. Wu, “ \mathcal{H}_∞ Control Approach to the Minimization of Energy Capacity of Energy Storage System,” Proc. of the 36th Chinese Control Conference (CCC2017), pp. 1–4, (2017 accepted).
2. Y. Takagi, K. Koiwa, T. Zamma, M. Wakaiki and K. Z. Liu, “Electrical angle estimation of rotor for PMSM in model predictive current control,” Proc. of the 36th Chinese Control Conference (CCC2017), pp. 1–4, (2017 accepted).
3. S. Akita, K. Koiwa, K. Z. Liu, T. Yoshida, Y. Tadanao, M. Nomura and M. Wu, “An Online Parameter Estimation Method for the Four-Quadrant Vector Control of Induction Motors Based on UKF,” Proc. of the 36th Chinese Control Conference (CCC2017), pp. 1–4, (2017 accepted).
4. Y. Takagi, S. Tozawa, K. Koiwa, T. Zamma, M. Wakaiki, K. Z. Liu, Y. Aoki, H. Yohida and M. Fuhitsuna, “Electrical angle estimation of rotor for PMSM in model predictive current control,” Proc. of 2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), pp. 1–6, (2016/11).
5. Mizuki Watanabe, Kenta Koiwa and Kang Zhi-Liu, “New Optimization Method for the Smoothing of Wind Farm Output by Using Kinetic Energy,” Proc of. IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp. 4187–4192, (2016/11).
6. K. Kanawa, K. Koiwa, A. Umemura, R. Takahashi and J. Tamura, “Smoothing Control of Wind Farm Output by Considering State of Kinetic Energy of Wind Farm,” Proc. of 5th IET International Conference on Renewable Power Generation (RPG 2016), pp. 1–6, (2016/9).
7. M. Watanabe, K. Koiwa and K. Z. Liu, “An Optimization Approach to The Fluctuation Control of Wind-Farm Output,” Proc. of the 35th Chinese Control Conference (CCC2016), #1767, pp. 1–6, (2016/7).
8. K. Koiwa, K. Z. Liu, S. Tahara and J. Tamura, “Design of Battery Capacity and Control System Based on the Frequency Characteristics of Power System,” Proc. of the 35th Chinese Control Conference (CCC2016), #1766, pp. 1–6, (2016/7).

9. Y. Yoshida, K. Koiwa, A. Umemura, R. Takahashi and J. Tamura, “Power System Frequency Control with Dead Band by Using Kinetic Energy of Variable Speed Wind Power Generators,” Proc. of 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 470–476, (2015/9).
10. T. Eisaka and K. Koiwa, “Comprehensive design of linear control systems and its application to PWM inverters,” Proc. of 2015 10th Asian Control Conference (ASCC), pp. 1–5, (2015/5).
11. S. Tahara, K. Koiwa, A. Umemura, R. Takahashi and J. Tamura, “Frequency Characteristic Analysis of Power System and Its Application to Smoothing Control of Wind Farm Output,” Proc. of 2015 Tenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), #EVER15-80, pp. 1–6, (2015/3).
12. S. Tahara, K. Koiwa, A. Umemura, R. Takahashi and J. Tamura, “A New Method to Control Frequency Fluctuation of Power System with Wind Farm by using Hydrogen Generating System,” Proc. of 3rd Renewable power Generation Conference (RPG 2014), pp. 1–6, (2014/9).
13. K. Koiwa, A. Umemura, R. Takahashi and J. Tamura, “Stand-alone Hydrogen Production System Composed of Wind Generators and Electrolyzer,” Proc. of IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp. 1873–1879, (2013/11).
14. K. Koiwa, M. Rosyadi, A. Umemura, R. Takahashi and J. Tamura, “Sensorless Virtual Resistance Damping Method for Grid-Connected Three-Phase PWM Converter with LCL Filter,” Proc. of 2013 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), No.PCI-0735, pp. 1746–1749, (2013/10).
15. K. Koiwa, R. Takahashi and J. Tamura, “A Study of Hydrogen Production in Stand-alone Wind Farm,” Proc. of 2012 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), pp. 1–6, (2012/11).

国内発表

1. 鈴木賢太, 小岩健太, 劉康志: 「 \mathcal{H}_∞ 制御によるウィンドファーム出力平滑化用電力貯蔵装置の容量最小化」, 計測自動制御学会第4回制御部門マルチシンポジウム, PS-21, 2017/3.

2. 下ノ村翔, 小岩健太, 劉康志: 「ロバスト制御における遺伝的プログラミングを用いた重み関数の自動設定法に関する研究」, 計測自動制御学会第4回制御部門マルチシンポジウム, PS-15, 2017/3.
3. 小岩健太, 高木佑, 秋田真佑, 若生将史, 残間忠直, 劉康志: 「PMSMモデルを用いた拘束条件付き最適電流制御」, 電気学会モータドライブ回転機自動車合同研究会資料MD-16-58, RM-16-44, VT-16-13, 2016/7.
4. 小岩健太, 劉康志, 田村淳二: 「負荷周波数制御を行う電力貯蔵装置の容量決定法に関する検討」, 平成28年電気学会全国大会, Vol. 6, No. 246, pp.414-415 (2016).
5. 渡辺瑞稀, 小岩健太, 劉康志: 「最適化手法を用いたウィンドファーム出力の変動抑制」, 平成28年電気学会全国大会, Vol. 6, No. 216, pp.355-356 (2016).
6. 小岩健太, 劉康志, 榮坂俊雄: 「特性伝達関数表現に基づく正弦波PWMインバータ制御系設計」, 計測自動制御学会第3回制御部門マルチシンポジウム, 3D2-4, 2016/3.
7. 田原秀哉, 小岩健太, 梅村敦史, 高橋理音, 田村淳二: 「風力発電が導入された電力系統の周波数応答特性に関する一考察」, 平成26年度電気・情報関係学会北海道支部連合大会, No. 24, 2014/10.
8. 小岩健太, 佐藤巨海, 梅村敦史, 高橋理音, 田村淳二: 「可変速風力発電機の出力周波数帯域制御による系統の周波数変動抑制」, 電気学会回転機研究会資料RM-13-146, 2013/11.
9. 和田尚之, 小岩健太, Marwan Rosyadi, 梅村敦史, 高橋理音, 田村淳二: 「風力発電用永久磁石式同期発電機のモデル化に関する基礎的検討」, 平成25年度電気・情報関係学会北海道支部連合大会, No.39, 2013/10.
10. 佐藤巨海, 小岩健太, 梅村敦史, 高橋理音, 田村淳二: 「可変速風力発電機の出力周波数帯域制御による系統の周波数変動抑制」, 平成25年度電気・情報関係学会北海道支部連合大会, No.37, 2013/10.
11. 小岩健太, Marwan Rosyadi, 梅村敦史, 高橋理音, 田村淳二: 「三相PWMインバータにおける5次フィルタの適用に関する基礎的検討」, 平成25年度電気・情報関係学会北海道支部連合大会, No.34, 2013/10.

12. K. Koiwa, A. Umemura, R. Tkahashi and J. Tamura, “A Consideration on DC-DC Converter Control in Stand-Alone Hydrogen Production System Using Wind Power,” 平成 25 年電気学会電子・情報・システム部門大会, No.OS4-1, 2013/09.
13. 小岩 健太, Rosyadi Marwan, 梅村敦史, 高橋理音, 田村淳二: 「3 相 PWM コンバータのための LCL フィルタにおけるセンサレス仮想抵抗法に関する一考察」, 平成 25 年電気学会電子・情報・システム部門大会, No. MC3-3, 2013/09.
14. 川又 一貴, 小岩 健太, 梅村 敦史, 高橋 理音, 田村 淳二: 「水素製造システム併用型系統連系ウィンドファームの出力平滑化に関する検討」, 平成 24 年度電気・情報関係学会北海道支部連合大会, No. 35, 2012/10.
15. 小岩健太, 梅村敦史, 高橋理音, 田村淳二, 伊藤智道, 木村守, 小村昭義: 「独立設置型風力発電システムによる水素製造法の検討 (その 2)」, 平成 24 年度電気・情報関係学会北海道支部連合大会, No. 39, 2012/10.
16. 小岩健太, 梅村敦史, 高橋理音, 田村淳二, 伊藤智道, 木村守, 小村昭義: 「独立設置型風力発電システムによる水素製造法の検討 (その 1)」, 平成 24 年度電気・情報関係学会北海道支部連合大会, No. 39, 2012/10.
17. 小岩健太, 高橋理音, 田村淳二: 「独立設置型複数台風力発電システムによる水素製造法の検討」, 平成 24 年電気学会産業応用部門大会, No. 3-3, 2012/8.