モデル追従制御インバータによる風力発電系統連系の位相特性

梅村 敦史* 高橋 理音* 田村 淳二*

A Synchronized Grid Interface for Wind Turbine using the Model Following Controlled Inverter

Atsushi Umemura*, Rion Takahashi*, Junji Tamura*

Abstract – Wind energy is a clean and renewable energy source. A wind generator using a PMSG can operate in maximum power point tracking (MPPT) mode. In addition, it has capabilities for fault ride through (FRT), active power and reactive power control issues, and voltage regulations. We have already proposed a model following controlled PWM inverter that exhibits robustness. The proposed inverter can output a sine wave current regardless of the rippling input voltage. This paper presents a numerical simulation analysis of the transient characteristics of the discrete-time model following controlled PWM inverter for a wind turbine generator system with a synchronized grid interface.

キーワード : 同次オブザーバ, 離散時間モデル追従制御, 系統連系インバータ, 風力発電

Keywords : homogeneous observer, discrete-time model following control, interconnect inverter, wind power generation

1. はじめに

近年, 地球温暖化の対策として風力発電が注目されている。これまでは, 風力発電のための発電機には誘導発電機が用いられてきたが, 将来はより効率的な運転が可能な Permanent Magnet Synchronous Generator (PMSG)に移行していくものと考えられる^[1]。一般的に, PMSG は風力エネルギーの変換効率が高く, 機械的荷重が低減され, 変換器を用いることで突入電流が小さく, 有効電力と無効電力の制御が可能という特徴がある。

PMSG の効率的な制御と, 系統に同期した系統連系の制御にはフル定格の自励式コンバータ・インバータが用いられる。系統に連結するための自励式インバータは系統連結点の電圧位相を検出し, これと同期させて有効電力と無効電力を制御する。

この位相の検出方法として, ゼロクロス検出方式, Phase Locked Loop (PLL) 方式を用いた方式があり, 現在では PLL 方式が一般に用いられている^{[2][3]}。

PLL 方式では系統の位相と PLL 内部の位相との偏差量を用いて PLL 内部の位相を系統に同期させる。

三相系統では三相二相変換で得られる瞬時複素ベクトルを用いて高速高精度で位相検出可能な PLL が提案されている^[4]。PLL 制御方式は内部発振器と系統電圧 PI 制御を用いて一致させるため制御系の遅れが存在するが, 系統電圧が三相の場合は, 三相二相変換によって位相を検出可能であ

るのでより高速に検出可能になる。

自励式インバータの電流制御には dq 変換と PID 制御を組み合わせた制御が適用されてきた^[5]。この方法は, 定常誤差をゼロに近づけることができる。パラメータの設計法については, PLL 制御を用いて得られた系統の回転座標ベクトルとの積が必要なため, 非線形系となり, 最適な設計が難しい。

最適制御系を用いた方法として, dq 変換を含めた制御系を LTI 手法で設計する, DQ-LTI 制御が最近発表され, 太陽光発電用の高効率なコンディショナとして市場に登場しており, 最適化設計の有用性が期待されている^[6]。

我々はこれまで離散時間モデル追従制御を PWM インバータ制御に適用することを提案している^[7]。本制御法は, 最適設計法を用いることが可能で, 系統のモデルを明示的に必要としないためロバスト性が期待できること, DC リンク電圧が変動しても出力電流を正弦波に追従させることが可能であることがわかってきている。

図 1 風力発電機のための系統連系三相電圧インバータ

* 北見工業大学
〒090-8507 北海道北見市公園町 165
Kitami Institute of Technology,
165 Koen-chyo, Kitami, Hokkaido, 090-8507

本論文では、風力発電機の系統連系のための離散時間モデル追従制御インバータのモデルに単位ベクトル系統オブザーバを適用した場合の位相特性について基礎的な検討を行う。

まず、離散時間モデル追従制御の設計方法と位相の検出方法について説明する。つぎに提案方法に基づく系統との同期特性に関する数値解析結果を示す。

2. 制御器の設計

〈2・1〉 風力発電システム 図1に示すような風力発電機に接続したコンバータと系統に接続した三相電圧PWMインバータからなるシステムを考える。

発電機側のコンバータは最大電力追従制御(MPPT 制御)を行っているものとする。従って、コンバータからインバータへ供給される電力及びDCリンク電圧は変動するが、インバータの制御周期よりは遅く、その間是不変なものとする。

系統側のインバータはフルブリッジの三相インバータで構成されており、三相のL型のLCフィルタを介して系統に接続している。系統と同期した電流制御をするために連結点の三相電圧は取得できるとする。

〈2・2〉 モデル追従制御^[7] LCフィルタの入力電圧を $\mathbf{v}_{ik} = \mathbf{F}\mathbf{x}_{sk}$ と与える。ベクトル $\mathbf{F}$ は状態フィードバックゲインで $\mathbf{F} = -(\mathbf{R} + \mathbf{\Gamma}_S^T \mathbf{P} \mathbf{\Gamma}_S)^{-1} \mathbf{\Gamma}_S^T \mathbf{P} \mathbf{\Phi}_S$ で与える。 $\mathbf{Q}$ と $\mathbf{R}$ は各々誤差荷重行列、操作量荷重行列であり、 $\mathbf{P}$ は次の Riccati 方程式 $\mathbf{P} = \mathbf{\Phi}_S^T \mathbf{P} \mathbf{\Phi}_S + \mathbf{C}_S^T \mathbf{Q} \mathbf{C}_S - \mathbf{\Phi}_S^T \mathbf{P} \mathbf{\Gamma}_S (\mathbf{R} + \mathbf{\Gamma}_S^T \mathbf{P} \mathbf{\Gamma}_S)^{-1} \mathbf{\Gamma}_S^T \mathbf{P} \mathbf{\Phi}_S$ の解として与える。

ここで、 $\mathbf{x}_{sk}$ は次の拡張されたシステム方程式の状態ベクトルで、 $\mathbf{\Phi}_S$ 、 $\mathbf{\Gamma}_S$ として $\mathbf{C}_S$ はシステムの係数行列である

$$\begin{cases} \mathbf{x}_{sk+1} = \mathbf{\Phi}_S \mathbf{x}_{sk} + \mathbf{\Gamma}_S \mathbf{u}_k \\ \mathbf{e}_{k-1} = \mathbf{C}_S \mathbf{x}_{sk} \end{cases} \quad (1)$$

$$\mathbf{x}_{Sk} = [\mathbf{x}_{pk} - \mathbf{x}_{pk-1} \quad \mathbf{e}_{k-1} \quad \mathbf{r}_k - \mathbf{r}_{k-1}]^T$$

$$\mathbf{C}_S = [\mathbf{0} \quad \mathbf{1} \quad \mathbf{0}], \quad \mathbf{u}_k = \mathbf{v}_{ik} - \mathbf{v}_{ik-1}$$

$$\mathbf{\Phi}_S = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_p & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{C}_p & \mathbf{A}_r & -\mathbf{C}_r \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{A}_r \end{bmatrix} \quad \mathbf{\Gamma}_S = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_p \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (2)$$

図2は系統とLCフィルタの等価回路である。系統は線路インダクタンス、線路損失分抵抗および系統電圧で表し、フィルタはインダクタンス L にインダクタンス損失 R_f を考慮する。この等価回路の回路方程式を次式とする。

$$\begin{cases} \mathbf{x}_{pk+1} = \mathbf{A}_p \mathbf{x}_{pk} + \mathbf{B}_p \mathbf{v}_{ik} + \mathbf{B}_{ps} \mathbf{v}_{sk} \\ \mathbf{i}_{ok} = \mathbf{C}_p \mathbf{x}_{pk} \end{cases} \quad (3)$$

図2 系統とLCフィルタの等価回路

ただし、 $\mathbf{x}_{pk} = [\mathbf{i}_{ik} \quad \mathbf{v}_{ck} \quad \mathbf{i}_{ok}]^T$ は等価回路の状態ベクトル、 $\mathbf{i}_{ik}$ はフィルタへの入力電流、 $\mathbf{v}_{ck}$ はフィルタのコンデンサ電圧、 $\mathbf{i}_{ok}$ は系統への出力電流、 $\mathbf{v}_{ik}$ はフィルタの入力電圧ベクトル、そして $\mathbf{v}_{sk}$ は系統電圧ベクトルを表している。この三相の等価回路は平衡とする。

$\mathbf{A}_r$ は目標モデルの遷移行列で、これを用いた目標モデルの状態方程式が単振動の方程式となるように与える。

$$\mathbf{r}_{k+1} = \mathbf{A}_r \mathbf{r}_k \quad (4)$$

ここで、 $\mathbf{r}_k$ は出力電流ベクトルを表している。

$\mathbf{A}_r$ は目標電流の状態方程式の遷移行列であると同時に、系統電圧モデルの状態方程式の遷移行列でもある。

〈2・3〉 単位ベクトル系統オブザーバ ここでは同次オブザーバを用いて系統の位相を検出を試みる。

そのために、系統のモデルを目標電流モデルの遷移行列を用いて次の離散時間システム方程式で表す。

$$\begin{cases} \mathbf{x}_{gk+1} = \mathbf{A}_r \mathbf{x}_{gk} + \mathbf{n}_{1k} \\ \mathbf{v}_{sk} = |\mathbf{v}_{sk}| \mathbf{x}_{gk} + \mathbf{n}_{2k} \end{cases} \quad (5)$$

ただし、単位ベクトル状態変数 $\mathbf{x}_g$ をもつ $\mathbf{n}_{1k}$ 、 $\mathbf{n}_{2k}$ はシステム誤差とする。 $\mathbf{v}_{sk}$ は系統電圧、 $|\mathbf{v}_{sk}|$ は系統電圧ベクトルの大きさを表している。

上式の両辺を $|\mathbf{v}_{sk}|$ で割ると次式になる。

$$\begin{cases} \mathbf{x}_{gk+1} = \mathbf{A}_r \mathbf{x}_{gk} + \mathbf{n}_{1k} \\ \frac{\mathbf{v}_{sk}}{|\mathbf{v}_{sk}|} = \mathbf{x}_{gk} + \frac{\mathbf{n}_{2k}}{|\mathbf{v}_{sk}|} \end{cases} \quad (6)$$

離散時間の系統オブザーバを次式のように与える。

$$\hat{\mathbf{x}}_{gk+1} = \mathbf{A}_r \hat{\mathbf{x}}_{gk} + \mathbf{K}_L \left(\frac{\mathbf{v}_{sk}}{|\mathbf{v}_{sk}|} - \hat{\mathbf{x}}_{gk} \right) \quad (7)$$

オブザーバゲイン $\mathbf{K}_L$ は次の評価関数を最小化する最適ゲイン $\mathbf{K}_L = (\mathbf{A}_r \mathbf{P} + \mathbf{N}_{12})(\mathbf{N}_{22} + \mathbf{P})^{-1}$ で与える。

$$J = \overline{|\mathbf{x}_{gk} - \hat{\mathbf{x}}_{gk}|^2} \quad (8)$$

(8)式は推定状態と実状態の差の期待値を表しており、 $\mathbf{P}$ は次の Riccati 方程式の正定対称な解である。

$$\mathbf{P} = \mathbf{A}_r \mathbf{P} \mathbf{A}_r^T + \mathbf{N}_{11} - (\mathbf{A}_r \mathbf{P} + \mathbf{N}_{12})(\mathbf{N}_{22} + \mathbf{P})^{-1} (\mathbf{P} \mathbf{A}_r^T + \mathbf{N}_{12}^T) \quad (9)$$

ここで、系統電圧の変動は白色雑音として、 $\mathbf{N}_{11}$ 、 $\mathbf{N}_{22}$ として $\mathbf{N}_{12}$ は次式で与える。

$$\mathbf{N}_{11} = \overline{\mathbf{n}_{1k} \mathbf{n}_{1k}^T} \quad \mathbf{N}_{12} = \frac{1}{|\mathbf{v}_{sk}|} \overline{\mathbf{n}_{1k} \mathbf{n}_{2k}^T} \quad \mathbf{N}_{22} = \frac{1}{|\mathbf{v}_{sk}|^2} \overline{\mathbf{n}_{2k} \mathbf{n}_{2k}^T} \dots (10)$$

$\mathbf{v}_{sk}$ を系統連結点から取得し、そのベクトルの大きさを計算し系統電圧単位ベクトルを推定する。

目標電流モデルの状態ベクトル $\mathbf{r}_k$ は、系統と同期して電流を出力させるために、(4)式からではなく、(7)式による推定された系統単位ベクトルから次式で与える。

$$\mathbf{r}_k = I_{ok} \hat{\mathbf{x}}_{gk} \dots (11)$$

ただし、 I_{ok} は目標の出力電流実効値である。

上式の状態ベクトル $\mathbf{r}_k$ と回路から取得した状態ベクトル $\mathbf{x}_{pk}$ を用いて状態フィードバックの k 時点の操作量を算出 ($\mathbf{v}_k = \mathbf{F}[\mathbf{x}_{pk}, \mathbf{e}_{k-1}, \mathbf{r}_k]^T$) し、得られた操作量から三相 PWM インバータのスイッチパターンを決定し、三相インバータをスイッチングする。

3. 数値解析例

〈3・1〉 システム条件 2.2 節で説明したように、単純に無限大母線に接続されている系統モデルを想定し、これを(3)式で示した離散時間システム方程式で表した。ここでは解析例として各値を表1のシステム要件のように与える。システム誤差の期待値はゼロとして、オブザーバを導出する。

離散時間モデル追従制御の荷重行列は、表1のパラメータによる対角行列で与える。

以上のシステム要件を表1にまとめる。

表1 システム要件

基準電力 (風力発電機定格電力)	[MVA]	1.2
基準電圧 (風力発電機定格電圧)	[V]	690
基準電流 (目標電流)	[A]	580
基準インピーダンス	[Ω]	1.2
DC リンク電圧	[V]	2200
系 統		
基準周波数	[Hz]	50
線路抵抗(0.1 pu)	[Ω]	0.12
線路インダクタンス(0.3 pu)	[mH]	1.14
LC フィルタ		
スイッチング周波数(制御周期の逆数)	[kHz]	7.4
共振周波数	[kHz]	9.8
キャパシタンス (0.01 pu)	[μF]	28.8
インダクタンス (0.02 pu)	[μH]	9.08
フィルタ損失	[mΩ]	5
操作量荷重行列	r	2830000
誤差荷重行列	q	28.4

〈3・2〉 位相切り替え 系統が切り替わり、位相が急に切り替わった場合を考える。系統の電圧を 0.18sec で 30° 回転した場合の結果を図3に示す。

位相変動に対するオブザーバの推定遅れは一制御周期内 (135μsec) に収まった。

将来、風力発電機の容量が系統容量に比較して大きくなる場合においては系統連系インバータの出力が系統に及ぼす影響を考慮する必要がある

(a) 系統電圧

(b) 推定した単位系統ベクトル

(c) 出力電流

(d) 有効電力

(e) 無効電力

図3 位相回転(30deg 回転(0.18sec))

〈3・3〉 瞬時電圧低下 図4に0.18 secに瞬時電圧低下が生じた場合の結果を示す。

図4 瞬時低電圧(50%電圧低下(0.18 sec))

系統電圧の瞬時低下において、単位系統電圧はその大きさを一定にしつつ系統ベクトル位相に追従できている。系統電圧がステップに変化したが線路インダクタンスが大きいために、有効電力、無効電力は小さな変動で収まった。

〈3・5〉 周波数変動 実際には、周波数変動の主な原因は需要の変動である。需要の10分以上の長い周期の変動は一日の負荷曲線などからあらかじめ予測するので、自動的に制御しなくてはならないのはそれ以下の周期の、予期しない変動である。

図5に0.18 secで50Hzから51Hzにステップ変化した場合を示す。

図5 周波数変動(50 Hz から 51 Hz(0.18 sec))

図から、オブザーバは系統のベクトルを推定できており、有効電力、無効電力の動揺も小さく出力電流を目標電流の正弦波への追従に成功しているといえる。

現実的な範囲内での周波数変動であれば、位相を一致させ、目標電流に制御可能であるといえる。

〈3・6〉 三相不平衡 相電圧あるいは線電流が互いに不平衡となる場合が存在する。

(a) 系統電圧

(b) 推定した単位系統電圧

(c) 出力電流

(d) 有効電力

(e) 無効電力

図6 三相交流電圧不平衡(0.18sec~ 零相:0%, 逆相 3%)

(a) 系統電圧

(b) 推定した単位系統電圧

(c) 出力電流

(d) 有効電力

(e) 無効電力

図7 三相交流電圧不平衡(0.18sec~ 零相:3%, 逆相:0%)

これは、主に系統の負荷の不平衡によって生じる。ここでは単純に母線の相電圧が不平衡な三相回路に、平衡な三相等価回路を制御対象として設計した制御系を適用した数値解析結果を示す。

図6は、0.18秒から零相がゼロで三相交流電圧不平衡率3%になった場合を示し、図7では0.18秒から逆相がゼロ、零相が定格電圧の3%ある場合を示す。図6では逆相の不

衡のため系統電圧の大きさは各相で異なり，出力電流，有効電力，無効電力も影響を受けて微妙に変動している．ただし，系統の単位ベクトルは遅れなく推定できている．図 7 の零相がゼロでない場合も系統の位相の推定は，良好である．出力電流の制御が影響されなかったのは，インバータ回路に大地帰路回路がないので零相電流が存在しないためであると考えられる．また，図 6 と図 7 において不平衡に切り替わるときに大きな変動は見られなかった．

4. おわりに

風力発電用の系統連系インバータの制御に，オブザーバを用いて系統の位相を検出する離散時間モデル追従制御を適用し，その位相制御特性について基礎的な検討を試みた．

系統状態を検出するオブザーバは，最適ゲインを用いて設計した結果，系統位相を忠実に検出できることが確認できた．この位相追従特性は瞬時電圧低下においても，系統電圧を考慮しているため，影響されない．従って，検出した位相信号を基にした電流指令にも影響は表れなかった．

提案した離散時間モデル追従制御されたインバータは，検出した位相に，出力電流を目標電流にすばやく追従できることが確認できた．

位相切り替え時，系統電圧変動時に大きな出力電流変動が起こることは，時間ゼロで変動が起こるという場合の結果であるので現実的には問題ないと考えられるが，実際に適用する場合にピークを抑制する手法についても検討するべきである．

周波数変動は小さければ，系統電圧の影響を抑え，電流と電圧を同期させて，力率 1 で目標電流を供給可能であることが確認できた．

今後は発電容量の大規模化が予想され，系統の一定周波数維持の特性に期待するだけでは不十分になることが予想されるので，最適な負可制御への寄与についても検討をすすめる必要がある．

(2013 年 8 月 3 日発表)

文 献

- [1] S. M. Mueen, et. al.: "Wind energy Conversion System, Technology and Trend", Springer, 2012.
- [2] 五十嵐征輝，西村孝司，柴建云: 「3300V IGBT モジュールを適用したマルチレベル方式風力発電システム」，富士時報，Vol. 84, No. 5, 2011.
- [3] 山下智幸，小泉裕孝，黒川浩助，名島悦夫，川崎学: 「PV インバータのデジタル制御」，太陽/風力エネルギー講演論文集，pp33-36, 2001.
- [4] T. Senjyu, M. Tokudone, A. Uehara, TKaneko, A. Yona, H. Sekine and Chul-Hwan Kim: "A New Control Methodology of Wind Turbine Generators for Load Frequency Control of Power System in Isolated Iland", Proceedings of the International Conference on Electronical Machines and Systems 2008 (ICEMS2008), (CD-ROM), 2008.
- [5] 金東海: 「パワースイッチング工学」，電気学会大学講座，2003.
- [6] Yoshihito Ohta, Nobuyuki Hattori, Kenji Hirata: "Robust Control Design for A Grid-Tie Inverter Using the DQ-LIT", 2012 IEEE Japan Industry Applications Society Conference, Vol.1, No.1-80, pp353-356, 2012.

- [7] 梅村敦史，高橋理音，田村淳二: 「離散時間モデル追従制御インバータを備えた風力発電系統連系の研究」，パワーエレクトロニクス学会誌，Vol. 38, No. JIPE38-15, pp115-121, 2013.
- [8] 古田勝久: 「デジタルコントロール」，
- [9] 赤松昌彦，塚田路治，伊藤大介: 「電力系統事故時の異常電圧に対処した PLL および周波数検出方式」，電気学会 B 部門論文誌，Vol. 118, No.9, pp955-961, 1998.
- [10] 李東昇，能登原保夫，岩路善尚，栗田佳明: 「交流電圧・電流センサレス三相コンバータの制御法」，電気学会論文誌 D 部門誌，Vol. 128, No. 8, pp997-1004, 2008.

梅 村 敦 史 1968 年 9 月 18 日生まれ．2005 年 9 月東京電機大

学理工学研究科応用システム工学専攻博士後期課程満期退学．2011 年 3 月博士（工学）取得，1994 年大橋製作所勤務，2008 年東京電機大学理工学部助手，非常勤助手を経て，2012 年北見工業大学助教となり，現在に至る．主にパワーエレクトロニクス，メカトロニクス，ロボット工学の研究に従事．博士（工学）．電気学会，電気設備学会，精密工学会，ロボット学会等の会員

高 橋 理 音

1976 年 1 月 4 日生まれ．1998 年 3 月北見工業大学卒業．北見工業大学教務職員，助手を経て 2009 年准教授となり，現在に至る．電力・電気機器工学．特に，風力発電と電力系統の連系運用，実効値解析，瞬時値解析に関する研究に従事．工学博士．電気学会，IEEE の会員

田 村 淳 二

1957 年 1 月生まれ．1984 年 3 月北海道大学大学院博士課程修了．北見工業大学講師，助教授を経て，1996 年教授，2010 年北見工業大学副学長となり，現在に至る．2008 年電気学会回転機技術委員会委員長，2010 年電気学会北海道支部長，2012 年電気設備学会北海道支部長，同電気学会再生可能エネルギーシステムにおける発電機技術の現状と将来動向調査専門委員会委員長．主に同期発電機並びに風力発電機の解析に関する研究に従事，工学博士．電気学会，IEEE，電気設備学会の会員

【質 疑】

パナソニック・岸本圭司氏

【質問 1】 今回，位相特性が良い結果を得られているのは，オブザーバを用いて系統電圧の位相を正確に推定できているところが大きいのか

【回答 1】 今回の解析ではオブザーバが状態を正確に遅れなく検出できていたため，位相変動に対する変化は，主にモデル追従制御が系統位相変動に対する追従特性である

と考える。オブザーバの有効性については、実際の誤差・変動要因を考慮した、より詳細な系統モデルにおいて今後検証していきたい。

同志社大学・高橋康人氏

【質問2】 現状の風力発電システムに対して、どういうところが一番特徴となる制御方法なのか、現状の課題はなにか、それを解決することが目的なのか

【回答2】 一般には風力発電のための系統連系インバータはdq変換とPI制御器を用いて構成される。dq変換では位相情報を基にして正弦波・余弦波を発振させ、この信号と入出力三相信号との積が必須であるので非線形の制御系であり、加えてPI制御器を用いているため設計では試行錯誤的にパラメータを調整する必要がある最適な制御系であるかどうかはわからなかった。

最適制御系設計は定格の値を持ったシステムのモデルを与えられれば、解析的に最適な制御系を得ることができる。積和演算を用いて実現する最適制御は、アナログ制御では精度のよい加算器や乗算器を用いる必要があり実現が難しかったが、近年発展してきたマイクロコントローラを用いたインバータ制御では実装が容易になった。今後は風力発電システムにおいてもマイコンを使ったインバータが普及していくと考える。

本論文は、風力発電用のコンバータの最適制御系の設計方法の一つを提案した。最適制御によって、インバータの出力電圧を抑えつつ、素早く電流を制御できる制御系が可能となると期待している。

【質問3】 「効率の向上」というのも目的のひとつとしているが、どういうところで効率向上（損失低減）がはかれると考えるのか

【回答3】 目的の電力を遅れなく送電できることで変動する風力のエネルギーを無駄なく利用可能となり、発電機の損失が低減し、トータルの効率が向上すると考える。

(株)GS ユアサ・山口雅英氏

【質問1】 系統擾乱の例として位相切り替え、瞬時電圧低下時の解析をされていますが、FRT要件としては三相不平衡での電圧低下への対応も求められています。この様な条件での応答はどの様になりますか。

【回答1】 三相不平衡の例として系統電圧が三相不平衡の場合を3.6節に示す。提案した手法は系統状態の推定が可能で、位相検出が可能であることがわかった。制御系は平衡状態を前提として設計されており、不平衡を考慮していないため出力電流の変動が少し残った。この対策は今後の課題としたい。

【質問1】 実際に系統に連系する際に解決すべき課題はなんでしょうか。例えば安定性などは課題になりますか。

【回答1】 風力発電機は発電効率の観点から大規模化する傾向にある。小規模な発電における、定周波数かつ定電圧において最大電力を送電するという目的だけでなく、系統故障時に系統基準に従って出力を維持することが求められる。系統故障時にも安定に動作することを維持しつつすみやかに定常状態に落ち着くように常時制御されることが今後の課題であると考えます。