可変速機の系統導入による系統動態安定度向上効果の解析手法

正員 小柳 薫 (東電ソフトウェア) 正員 横山 隆一 (東京都立大学)

正員 小向 敏彦 (秋田大学)

New Analytical Method for Studies of Enhancement of Power System Dynamic Stability
by Application of Adjustable-Speed Generating SystemKaoru Koyanagi, Member (Toden Software, Inc.) Ryuichi Yokoyama, Member (Tokyo Metropolitan University)
Toshihiko Komukai, Member (Akita University)

Adjustable-speed pumped storage generating systems of large capacity have been newly installed in power systems with recent technologies of power electronics. These new generating systems contribute not only to frequency regulation of power system at night by means of input power change as results of rotor speed control, but also to enhancement of power system stability by fast control of voltage and power.

New analytical method based on extended Heffron-Phillips model was developed in order to support designing of power system stabilizer which is used to improve dynamic stability of the synchronous generators located in the vicinity of the adjustable-speed generating system. Systematic approach based on the new analytical method is shown with numerical examples, explaining how to construct the additional power system stabilizing controller as well as main controller of the adjustable-speed generating system.

キーワード：系統安定度，動態安定度，可変速揚水発電システム，励磁制御，系統安定化装置，周波数応答法

1. まえがき

最近のパワーエレクトロニクス技術の適用による可変速揚水発電システムは揚水運転時の系統周波数制御への寄与の他に、系統過渡安定度や動態安定度の向上にも寄与できることが報告されている⁽¹⁾。有効電力と無効電力の高速な制御が可能である可変速機は大容量揚水発電システムとして、また同期調相機として（以下、これらを総称して可変速機と称する）これまでの回転機には無いメリットを有している。

可変速機単体の運転では安定度の問題が無いが、可変速機と同期機の並列運転による系統安定度特性の検討、また周辺の同期発電機の安定度を積極的に改善させる安定化制御の提案が最近報告されている。⁽²⁾⁽³⁾⁽⁴⁾ 可変速機に付加する安定化制御系の設計に関しては例えば論文(2)にその基本的考え方が示されているものの、同期機への安定化効果の評価方法や制御系設計手法の理論的取扱いはまだ不十分であり、一部定性的、近似な面があった。可変速機と周辺の同期機の並列運転特性の検討、また安定化制御系を可変速機に付加する際の制御系伝達関数の設計等の解析手法としてはまだ改善の余地があると言える。

本論文は可変速機を含む2機対無限大母線系統を対象に、厳密なモデルに基づく動態安定度解析手法を新たに提案す

る。また、導出した動態安定度モデルの応用として、周波数応答法に基づいて可変速機の主制御系、および周辺の同期機の動態安定度向上ために可変速機に付加する安定化制御系の設計方法を紹介する。

2. 可変速機による系統安定度向上効果の解析

可変速機が適用された系統における安定度向上効果解析のための最も基本的な系統モデルは、安定化対象の同期機と制御対象の可変速機が大系統に対して並列運転している2機対無限大母線系統モデルである。このモデルでは同一揚水発電所内での同期機と可変速機との並列運転や長距離大容量送電系統の中間変電所に設置された可変速調相機などの代表的なケースが解析できる。

可変速機による系統安定化効果には、系統事故時に可変速機の有効電力出力を急減させて制動抵抗と同様に同期機の加速エネルギーを吸収する過渡安定度向上効果と、可変速機の有効電力を何らかの安定化信号に基づいて変動させ、同期機の電力動揺を抑制させる動態安定度効果がある。前者についてはパターン的な制御で対応できるため制御方法の立案は比較的容易である。しかし後者は同期機の動揺に合わせて適切な電力制御が要求されるのでその制御系設計は単純ではない。

動態安定度解析手法の一つとしては従来、同期機へのPSS適用の場合の周波数応答手法があり、多くの実績がある⁽⁵⁾。筆者らは、可変速機による系統安定化のための理論的解析モデルとして、PSSによる動態安定度向上効果の理論的解析手法として実績のあるHeffron-Phillipsモデル⁽⁵⁾を、同期機と可変速機の2機対無限大母線系統モデルが取り扱えるように新たに拡張した。これを用いれば周波数応答法により従来のPSSの場合と同様な位相補償の考え方にて比較的容易に可変速機に適用する系統安定化制御系の伝達関数が設計できることを示した。また、設計した安定化制御系の適用効果を大擾乱時の動的シミュレーションにより検証し、設計方法の妥当性を確認した。

なお、新たに拡張したHeffron-Phillipsモデルを用いた解析手法は周波数応答法に限るものではなく、例えば固有値解析手法やH_∞制御理論など、必要に応じて解析者の判断で選択すればよい。

以下、拡張した動態安定度モデル、例題による安定化制御系の設計方法、およびその妥当性検証について述べる。

3. 可変速機を含むHeffron-Phillipsモデルの導出

Heffron-Phillipsモデルの拡張については、文献(6)で2機の同期機の場合の動態安定度モデルを示したが、本論文では片方を可変速機とし、同期機に対する動態安定度向上効果が評価できるようにした。以下、モデルの導出方法を説明するが、詳細な定式化については付録にまとめた。

図1に 対象とした2機対無限大母線系統モデルを示す。

図1 2機対無限大母線系統モデル

Fig.1. Two-machines-to-infinite bus system

2機対無限大母線系統モデルは、大きく分けて次の各モデルから構成される。

- (1) 系統接続モデル
- (2) 同期機およびその制御系(AVR, PSS)モデル
- (3) 可変速機およびその制御系モデル

以下、それらのモデルの要点について説明する。

<3.1> 系統接続モデル

図1の2機対無限大母線系統モデルを図2の二つの等価1機無限大母線系統に等価的に分離して定式化し、その後これらを接続して全体のモデルを構築する。

図2 二つの等価1機無限大母線系統

Fig.2. Two equivalent single-machine-to-infinite bus systems

この系統分離方法は各電源から見た仮想の無限大母線を想定して定式化するところに特徴がある。この仮想無限大母線の大きさと位相が隣接する他電源の内部電圧の変化に依存して変化すると厳密に定式化するものである。このように系統分離を定式化すると従来のHeffron-Phillipsモデルとの関係が明瞭であり、系統全体としての動態安定度モデルの見通しが良くなるので拡張のための定式化が容易である。

図2に示した各系統の等価リアクタンス X_{e1} 、 X_{e2} および仮想無限大母線電圧 $V_{e1} \angle \delta_{e1}$ 、 $V_{e2} \angle \delta_{e2}$ はテブナンの定理に基づいて次式で算出される。

$$X_{e1} = \frac{X_3(X' + X_2)}{(X' + X_2) + X_3}, \quad X_{e2} = \frac{X_3(X_q + X_1)}{(X_q + X_1) + X_3} \quad \dots\dots(1)$$

$$V_{e1} \angle \delta_{e1} = X_{e1} \left(\frac{E' \angle \delta'}{X' + X_2} + \frac{E_{q3} \angle 0}{X_3} \right) \quad \dots\dots(2-1)$$

$$V_{e2} \angle \delta_{e2} = X_{e2} \left(\frac{E_q \angle \delta}{X_q + X_1} + \frac{E_{q3} \angle 0}{X_3} \right) \quad \dots\dots(2-2)$$

ここで、 X_q : 同期機のq軸同期リアクタンス

X' : 可変速機の過渡リアクタンス

$E_q \angle \delta$: 同期機のq軸同期リアクタンス背後電圧

$E' \angle \delta'$: 可変速機の過渡リアクタンス背後電圧

(2-1),(2-2)式から分かるように、互いに相手の電源の内部電圧の大きさと位相の変化が、自分の系統の仮想無限大母線電圧の変化として相互に作用し合う。なお、今回は2機対無限大母線系統を対象としたが、もしそれ以外の一般多機系統に本モデルを適用する場合にはテブナンの定理を適用して各発電機から見た等価外部リアクタンス値を、また(2-1)、(2-2)式に相当する各発電機の内部電圧変化と各仮想無限大母線電圧変化との線形代数関係式に基づいて構築された系統接続モデルを適用するだけで、その他の変更は必要ない。

〈3.2〉 同期機モデル

従来の Heffron-Phillips モデル⁽⁵⁾をベースとするが、仮想無限大母線の大きさと位相が変化することを考慮して拡張する。即ち従来の Heffron-Phillips モデルに適用されている係数 $K_1 \sim K_6$ に加えて、無限大母線電圧の大きさと位相の変化に係わる係数 K_7, K_8, K_9 を新たに導入する。

$$K_7 = \frac{\partial e_g}{\partial V_{e1}} = \frac{1}{e_g} \left\{ \frac{e_{gd} X_q \sin(\delta - \delta_{e1})}{X_q + X_1 + X_{e1}} + \frac{e_{gq} X_d' \cos(\delta - \delta_{e1})}{X_d' + X_1 + X_{e1}} \right\} \quad (3)$$

：仮想無限大母線の大きさの変化に対する同期機端子電圧の変化の係数

$$K_8 = \frac{\partial T_{eg}}{\partial V_{e1}} = \frac{E_q \sin(\delta - \delta_{e1})}{X_q + X_1 + X_{e1}} - \frac{i_{gq} (X_q - X_d')}{X_d' + X_1 + X_{e1}} \cos(\delta - \delta_{e1}) \quad (4)$$

：仮想無限大母線の大きさの変化に対する同期機電氣的トルクの変化の係数

$$\frac{\partial e_q}{\partial V_{e1}} = \frac{K_3 K_9}{1 + K_3 T_{do} S} \quad \dots\dots\dots (5-1)$$

：仮想無限大母線の大きさの変化に対する同期機内部電圧の変化の伝達関数

ここで、係数 K_9 は次式で表される。

$$K_9 = \frac{X_d - X_d'}{X_d' + X_1 + X_{e1}} \cos(\delta - \delta_{e1}) \quad \dots\dots\dots (5-2)$$

〈3.3〉 可変速機モデル

可変速機は構造上は巻線型誘導機と基本的に同じで、回転子が滑り周波数を持つ交流電源で励磁されている点が誘導機と異なる。なお、本論文においては定式化を簡単にするために可変速機の励磁電源は別電源から供給されている理想の場合を想定する。なお、励磁電源は実際には可変速機の端子から周波数変換器へ電力供給する形をとるが、有効電力の大きさは機器ベースで高々数%の大きさであり、ここで述べる安定化効果には無視して簡略化しても影響はない。

固定子電圧と同じ角速度周波数 ω_0 で回転する d, q 座標系上で電圧式と磁束式を記述する。この座標系は可変速機の端子電圧位相 δ_i を検出して設定される。実際には三相電圧波形を元に PLL 回路を適用した検出方法を採用する。その際検出回路の定数を調整することにより必要に応じて時間遅れを考慮することができる。ここでは検出回路を簡略化するために検出時間の遅れのみを考慮した定式化とした。即ち、q 軸座標系位相 δ_i' の変化は端子電圧位相 δ_i の変化と時定数 T_δ を有する一次遅れの関係であると仮定する。

$$\Delta \delta_i' = \frac{1}{1 + S T_\delta} \Delta \delta_i \quad \dots\dots\dots (6)$$

端子電圧 E_s は固定子抵抗を無視すると固定子電流 i_s 、内部磁束 Ψ_R 、過渡リアクタンス X' を用いてベクトルで表すと次式で計算される。

$$\vec{E}_s = -jX' \vec{i}_s + j\vec{\Psi}_R \quad \dots\dots\dots (7)$$

図3 可変速機モデルのブロック図
Fig.3. Block diagram of adjustable-speed generating system

内部磁束の動特性式をベクトル表現すると次式となる。

$$\frac{d\Psi_R'}{dt} = \omega_0 \left(\frac{X_m}{X_r + X_m} \right) \dot{E}_R - js\omega_0 \Psi_R' - \frac{\{\Psi_R' + (X - X')\dot{I}_S\}}{T_o'} \quad (8)$$

また、回転子回路の電流 i_R については、

$$i_R = \left(\frac{X_m}{X_r + X_m} \right) \dot{I}_S + \left(\frac{1}{X_m} \right) \Psi_R' \quad (9)$$

可変速機の運動方程式は下記の通りである。

$$\frac{M_d}{\omega_0} \frac{d\omega_r}{dt} = T_m - T_e \quad (\text{p.u.}) \quad (10)$$

ここで、 M_d : 慣性定数 (sec.), T_o' : 開路時定数

ω_r : 回転子の角速度 (rad./sec.)

T_m, T_e : 機械的トルク、電氣的トルク (p.u.)

$$X = X_s + X_m, \quad X' = X_s + X_m - X_m^2 / (X_r + X_m)$$

X_s, X_r, X_m : それぞれ固定子、回転子、励磁リアクタンス

または滑り $s = (1 - \omega_r / \omega_0)$ で運動方程式を表すと、

$$M \frac{ds}{dt} = -(T_m - T_e) \quad (\text{p.u.}) \quad (11)$$

となる。ここで、電氣的トルクは、次式で記述される。

$$T_e = \Psi_{dr}' i_{qs} - \Psi_{qr}' i_{ds} \quad (12)$$

図3に可変速機モデルのブロック図を示す。図中の各計算ブロック内の計算式については付録1に示す。

また、同期機、可変速機および系統モデルから構成される解析モデル全体を図4に示す。モデルの任意箇所の周波数特性計算が容易に行えるように、解析モデルは汎用解析ツールである MATLAB で構築した。図中の系統接続ブロック内の計算式を付録2に記述した。なお、次章で述べる制御系の設計は図4の解析モデルに基づいて行う。

図4 解析モデル全体ブロック図 (MATLAB モデル表現) (なお、可変速機モデルの部分の詳細は図3を参照のこと)

Fig.4. Block diagram of total system for dynamic stability studies

4. 可変速機の制御系の設計方法

前章にて導出した2機対無限大母線系統解析モデルを応用した制御系の設計例を示す。図4の解析モデルに基づいて、まず可変速機の主制御部（電圧制御系、速度制御系）を設計し、その制御系を前提として周辺の同期機の安定度を向上させるために付加する安定化制御系の設計方法について例題に基づいて説明する。また、モデルに基づく数値解の理解に資するため、無負荷運転時の場合の近似解析解を併用して検討する。

〈4.1〉 例題系統

例題の同期機と可変速機から成る2機対無限系統は、図1の系統モデルとし、長距離送電系統の中間母線に同期機容量の38%の可変速揚水機が接続されている場合を考える。また、使用した同期機および可変速機の定数を表1に示す。なお、同期機の励磁制御は標準的な交流励磁方式（PSSなし）である。

表1 同期機および可変速機の定数

Table 1. Constants of synchronous generator and adjustable-speed generating system

同期機定数 (1,000 MVA ベース)

$$X_d = 1.52, \quad X'_d = 0.205, \quad X_q = 1.52, \quad T'_{do} = 5.1 \text{ (sec.)},$$

$$M_g = 7 \text{ (sec.)}, \quad D_g = 0$$

可変速機 (380 MVA ベース)

$$X_s = 0.12, \quad X_r = 0.133, \quad X_m = 4.89, \quad r_r = 0.00138,$$

$$M_d = 5.0 \text{ (sec.)}, \quad T'_o = 11.59 \text{ (sec.)}, \quad T_\delta = 0.2 \text{ (sec.)}$$

〈4.2〉 主制御系の設計

可変速機の主制御系はd、q軸2次電流制御系と、d軸2次電流を制御する電圧制御系と、q軸2次電流を制御する速度制御系に分けられる。主制御系の構成を図5に示す。

ここで、 Δe_t は端子電圧変化、 $\Delta \omega_r$ は角速度変化、 Δi_{dr} と Δi_{qr} 、 Δe_{dr} と Δe_{qr} はそれぞれd軸およびq軸の2次電流、2次電圧の変化であり、*印の変数は制御目標値を意味する。

図5 可変速機の主制御系ブロック図

Fig.5. Main controllers of adjustable-speed generator

図5において、 Δi_{dr}^* と Δi_{qr}^* とはそれぞれ電圧制御系、速度制御系の出力であるが、同時にそれぞれd軸、q軸2次電流制御系の制御目標値に対応している。

(1) 2次電流制御系の伝達関数 $G_c(s)$ の設計

回転子自体はd、q軸に対して対称であるからd軸およびq軸の制御とも同一の伝達関数とするのが最も簡単である。

今、 $X_m \gg X_r$ と見なし、可変速機が無負荷運転で滑りが零の場合を考えると図3のブロック図からd軸2次電流制御ループは図6のように簡略化できる。

X_e : 可変速機端子から見た等価外部リアクタンス(p.u.)

$$T' = T'_o \left(\frac{X' + X_e}{X + X_e} \right) : \text{可変速機の短絡時定数(sec.)}$$

図6 簡略化されたd軸2次電流制御ループ

Fig.6. Simplified control loop of d-axis rotor current

図6より分かるようにd軸2次電流制御の開ループは概略、短絡時定数（約1.4秒）の一次遅れ要素を含む。この場合、 $G_c(s)$ としては簡単には次式の伝達関数が選べる。

$$G_c(s) = \frac{K_c}{1 + ST_c} \quad \text{ただし、} T_c \ll 1 \quad \dots\dots\dots(13)$$

ここで、ゲイン K_c は制御の速応性を確保するために図6のd軸2次電流制御系の閉ループの時間遅れが短絡時定数 T' の2オーダー程度小さくなるように選択することが望ましい。例えば $K_c = 1 \text{ p.u.}$ 程度とする。また、時定数 T_c も同様な趣旨で極力小さくすることが望ましい。

一方、q軸に関しては図7のように滑りの変化の影響があるため、可変速機の慣性の大きさ M_d に依存する積分項のフィードバック要素が加わる。

図7 簡略化されたq軸2次電流制御ループ

Fig.7. Simplified control loop of q-axis rotor current

このd軸とq軸の2次電流制御ループは特性に差異があるものの、この差異は後述する電圧制御系と速度制御系の設計の時に考慮するものとし、簡単のためにq軸についても(13)式の伝達関数を用いるものとする。

(2) 電圧制御系の伝達関数 $G_v(S)$ について

図8(a)にd軸2次電流目標値 Δi_{dr}^* から端子電圧 Δe_i までの伝達関数ボーデ線図を示す。ただし2次電流制御系は(13)式を用い、 $K_c = 1$ (p.u.), $T_c = 0.001$ (sec.) を選択した。

この場合、伝達関数は図6から次式のように近似できる。

$$\frac{\Delta e_i}{\Delta i_{dr}^*} = \left(\frac{X_e}{X' + X_e} \right) \frac{\Delta \Psi_{dr}'}{\Delta i_{dr}^*} \approx \frac{X_e}{1 + S \left(\frac{X' + X_e}{\omega_0 K_c} \right)} \quad \dots\dots\dots(14)$$

図8(a)から、 $\omega \leq 10^2$ (rad./sec.) の範囲では平坦なゲイン・位相特性であることが分かり、電圧制御系の伝達関数としては簡単には次の一次遅れ関数が適用できる。

$$G_v(S) = \frac{K_v}{1 + ST_v} \quad \dots\dots\dots(15)$$

適切な定常偏差、応答速度を考慮してゲインと時定数を選択すればよい。ここでは、定常ゲインで20~30dB、折点周波数として10~20rad./sec.を選択して $K_v = 50$, $T_v = 1$ (sec.) とする。この場合の電圧制御ループの一巡伝達関数を図8(b)に示す。

(a) d軸2次電流目標値 Δi_{dr}^* から端子電圧 Δe_i までの特性

(b) 電圧制御ループの一巡伝達関数

図8 電圧制御系のボーデ線図
Fig.8. Bode plot of voltage controller

(3) 速度制御系の伝達関数 $G_\omega(S)$ について

図9(a)にq軸2次電流目標値 Δi_{qr}^* からすべり変化 Δs までの伝達関数ボーデ線図を示す。先に述べたように、電圧制御系の場合と異なり滑りの変化の影響が反映される。この場合、伝達関数は図7から、次式で近似できる。

$$\frac{\Delta s}{\Delta i_{qr}^*} \approx \frac{K_c}{1 + K_c M_d \left(1 + \frac{X' + X_e}{X_m} \right) S + \frac{M_d (X' + X_e)}{\omega_0} S^2} \quad \dots\dots\dots(16)$$

(a) q軸2次電流目標値 Δi_{qr}^* からすべり Δs までの特性

(b) 速度制御ループの一巡伝達関数

図9 速度制御系のボーデ線図

Fig.9. Bode plots of rotor speed controller

図9(a)より、 $\omega = 1/(K_c M_d) = 0.2$ (rad./sec.) の付近からゲインが落ちることを考慮して、速度制御系の伝達関数としては単純に次のゲイン関数を選択する。

$$G_\omega(S) = K_\omega \quad \dots\dots\dots(17)$$

応答速度を考慮してゲインの値を選択すればよいが、電圧制御の場合と同様な応答特性を考え、 $K_\omega = 50$ とした。

この場合の速度制御ループの一巡伝達関数を図9(b)に示す。

4.3 可変速機に付加する安定化制御系の設計

周辺の同期機に対する積極的な安定化制御を実施するために、同期機の動揺信号を検出し、適切なゲイン・位相補償を行った後、この信号(安定化信号)を可変速機に速度制御目

標値に重畳して可変速機の電力制御を行う。同期機の動揺は、例えば回転速度変化、同期機の有効電力変化、または同期機と可変速機の出力合計潮流（系統送電電力）変化で検出できる。ここではまず、同期機の回転速度変化を検出する場合を考える。

(1) 安定化制御系設計のための事前検討

図10は可変速機の角速度目標設定値の変化分から同期機の有効電力変化分までの伝達関数のボーデ線図である。図10(a)は可変速機のすべりの変化を無視した場合であり、同図(b)は無視しない場合である。可変速機のすべりの変化の影響により、角速度周波数 ω の比較的低い領域で微分要素に似た特性が認められる。特に、この特性が安定化の対象とする周波数領域付近であるため、安定化制御系の伝達関数の設計に際してはこの点を十分に考慮する必要がある。

(a) 可変速機のすべりの変化を無視した場合

(b) 可変速機のすべりの変化を考慮した場合

図10 可変速機角速度設定から同期機有効電力までの特性
fig.10. Bode plots of system transfer function

ここで、周期数特性結果の理解に資するために同期機と可変速機とが無負荷運転で系統に連系している場合を想定して、図10(b)に相当する伝達関数を近似的に導いてみる。同期機の有効電力変化を次式で近似する。

$$\Delta T_{eg} = K_{coeff} \Delta T_e \approx \frac{K_{coeff} \Delta \Psi'_{qr}}{X' + X_2 + X_{e2}} \quad \text{.....(18)}$$

ただし、 K_{coeff} は可変速機の出力変化に対する同期機の出力変化の比率であり、系統リアクタンスから、例題系統では次

のように近似的に計算できる。

$$K_{coeff} = \frac{-X_3(X' + X_2 + X_{e2})}{(X_0 + X_1 + X_{e1})(X' + X_2 + X_3)} = -0.22 \quad \text{....(19)}$$

可変速機の手動設定値変化分 $\Delta \omega_r^*$ から磁束変化 $\Delta \Psi'_{qr}$ までの伝達関数は速度制御系の伝達関数をゲイン K_ω としたから、

$$\frac{\Delta \Psi'_{qr}}{\Delta \omega_r^*} \approx - \frac{K_\omega X_{eq}}{1 + S \left(\frac{X_{eq}}{\omega_0 K_c} \right) + \frac{X_m}{K_c M_d (X_m + X_{eq})} \cdot \frac{1}{S}} \quad \text{.....(20)}$$

となり、(18)、(19)、(20)式より概略次式を得る。

$$\frac{\Delta T_{eg}}{\Delta \omega_r^*} \approx \frac{K_{coeff} K_\omega}{1 + S \left(\frac{X_{eq}}{\omega_0 K_c} \right) + \frac{X_m}{K_c M_d (X_m + X_{eq})} \cdot \frac{1}{S}} \quad \text{.....(21)}$$

$$= \frac{11}{1 + 0.002S + \frac{1}{5S}}$$

ただし、 $X_{eq} = X' + X_2 + X_{e2}$ とおいた。

これより、2次電流制御系ゲイン K_c と可変速機の慣性定数 M_d の積に主に依存する積分項が分母にあることが分かる。周波数の低い領域ではこの項の影響が支配的となり、

$$\frac{\Delta T_{eg}}{\Delta \omega_r^*} \approx K_{coeff} K_c K_\omega M_d S \quad \text{ただし、} \omega \ll 1 \quad \text{....(22)}$$

と近似でき、図10の計算結果と傾向が一致する。

安定化制御系の設計に際しては事前に安定化信号入力部から同期機の有効電力変化までの周波数特性を適切に把握することが重要であり、先に提案した動態安定度解析モデルの意義がある。

(2) 安定化制御系の設計

図10(b)の結果より同期機の角速度変化を検出して同期機の制動効果を増加させるには同期機の角速度変化に対して同期機の電氣的トルク変化が同位相となるように制御することが肝要である。図10(b)および(22)式から、安定化制御系の伝達関数としては電力動揺周波数領域(2~20 rad./sec.)において位相遅れ補償が必要であることが理解される。なお、例題系統での同期機の電力動揺モードの角速度周波数は後のシミュレーション結果から分かるように、約4.2rad./sec.(周期約1.5 sec.)である。そこで安定化制御系の位相補償関数として次式の簡単な一次遅れ関数が考えられる。

$$\frac{\Delta \omega_r^*}{\Delta \omega_g} = G_S(S) = \frac{K_{Sw}}{1 + ST_{Sw}} \quad \text{.....(23)}$$

ここで時定数 T_{Sw} は $1/T_{Sw} \leq$ 電力動揺周波数領域(rad./sec.)となるように選択してその領域の位相遅れをはかる。(23)式の補償関数に加えて同期機の角速度変化の検出回路やシグナルリセット回路の伝達関数を考慮して、同期機の角速度変

化検出型の安定化制御系として最終的には次式の伝達関数を設定した。

$$\frac{\Delta\omega_r^*}{\Delta\omega_g} = G_{S\omega}(S) = \frac{1}{1+0.02S} \cdot \frac{5S}{1+5S} \cdot \frac{K_{S\omega}}{1+0.4S} \quad \dots(24)$$

また電力検出型の安定化制御系の設計については同期機の運動方程式から機械的トルクが一定の場合、 ΔT_{eg} と $\Delta\omega_g$ との関係が、

$$\Delta\omega_g = -\frac{1/D_g}{1+S M_g/D_g} \Delta T_{eg} \quad \dots(25)$$

であることを考慮して、(24)式から次式のように関数形が決まる。ただし $M_g = 7$ (sec.)、また $D_g = 2$ (p.u.) と見なした

$$\frac{\Delta\omega_r^*}{\Delta T_{eg}} = G_{STg}(S) = \frac{-1}{1+0.02S} \cdot \frac{5S}{1+5S} \cdot \frac{K_{STg}}{(1+0.4S)(1+3.5S)} \quad \dots(26)$$

ここで、 $K_{STg} = K_{S\omega}/2$ の関係がある。

また、線路潮流 ΔT_l を安定化信号とする場合もゲインの調整以外は(26)式に準じた形式となる。

図 1 1 に、同期機速度検出型で、(24)式にて $K_{S\omega} = 3.0$ p.u. とした補償関数を適用した場合の安定化制御系への入力信号（同期機の角速度変化に対応）から同期機の有効電力変化までの伝達関数特性を示す。同図より同期機の動揺周波数領域にて位相がほぼ零付近に近づいており、またゲイン特性もピークとなることから制動力の増加が確認できる。安定化制御系の伝達関数は妥当な設定であることが分かる。

図 1 1 同期機速度検出型安定化制御適用時の伝達関数特性
(入力信号から同期機有効電力まで)

Fig.11 Frequency response characteristics

(3) 同期機の制動トルク係数による安定化効果の解析

このようにして設計された安定化制御系を適用した場合について周波数応答法により周辺の同期機に対する動態安定度向上効果を解析した。図 1 2 に種々の安定化信号のケースについて、同期機に関する制動トルク係数と同期化トルク係数の周波数特性を計算した結果を示す。

図 1 2 の結果から、いずれの安定化制御の場合にも安定化制御の無い場合に比較して、電力動揺周波数領域での制動トルク係数がピーク値で 3～5 倍増加することが分かり動態安定度向上効果が確認できた。なお、制動トルク係数はピーク値の増加のみならず、制御なしでは制動効果の期待できなかった周波数の低い領域に対しても裾野が拡大されていることが確認される。

(a) 安定化制御なしの場合

(b) $\Delta\omega_g$ 検出型の安定化制御適用の場合 ($K_{S\omega} = 3.0$)

(c) ΔT_{eg} 検出型の安定化制御適用の場合 ($K_{STg} = 1.0$)

(d) ΔT_l 検出型の安定化制御適用の場合 ($K_{STl} = 0.5$)

図 1 2 同期機の制動・同期化トルク係数の周波数特性
(各ケースとも左図が制動トルク、右図が同期化トルク)

Fig.12. Calculated coefficients of synchronizing torque and damping torque of the synchronous generator

以上、安定化制御系の設計手法について基本的なことを説明したが、実系統への適用に際しては同期機や可変速機の運用条件の変化も考慮して可能な限りロバストな設定を行うべきであることは従来のPSS設計の場合と同様である。

5. 動的シミュレーションによる安定化制御効果の検証

前章で設計した安定化制御の効果を大擾乱時の動的シミュレーションで検証した。

(a) 安定化制御なし

(b) $\Delta\omega_g$ 検出型の安定化制御適用の場合 ($K_{Sw} = 3.0 \text{ p.u.}$)

(c) ΔT_{eg} 検出型の安定化制御適用の場合 ($K_{STg} = 1.0 \text{ p.u.}$)

図13 大擾乱に対する安定化制御の適用効果 (電力変動) (縦軸は1,000MVA ベース p.u.値の電力、横軸は時間(sec.))

Fig.13. Results of dynamic simulations

図1のモデル系統において、中間母線における三相地絡故障(70 msec後に自然消弧)を発生させて、可変速機への安定化制御系の適用効果を検証した。図13にシミュレーション結果の一例を示す。同図には安定化対象の同期機と可変速機の電力動揺波形を、安定化制御あり、なしの場合について示した。なお、安定化制御系の伝達関数は(24)式、および(26)式を用いた。

これより安定化制御系を適用し可変速機の電力制御を実施することで同期機の制動力が向上したことが分かる。これより、前章にて設計した可変速機による安定化制御の効果が動的シミュレーションによって検証された。

6. まとめ

可変速機による周辺の同期機に対する動態安定度向上効果の解析手法として、Heffron-Phillips モデルを同期機と可変速機が並列運転している2機対無限大母線系統モデルが取り扱えるように新たに拡張した。

またその拡張モデルの適用例として周波数応答法に基づき可変速機の安定化制御系を設計する方法を提案し、その効果を同期機の制動トルクの増加と、動的シミュレーションにより検証した。安定化制御系の設計に際しては可変速機のすべりの変化の影響を考慮して補償関数形を設定する必要があることが分かった。

本論文で提案した同期機と可変速機から構成される動態安定度モデルをベースに周波数応答法を適用すれば、可変速機の安定化制御系が従来の同期機の周波数応答法によるPSS設計の場合と同様に同期機に対する同期化トルクおよび制動トルク係数の観点から評価できるため、設計者に容易に受け入れられるものと確信する。

(平成10年1月7日受付、同10年7月21日再受付)

文 献

- (1) 道上勉・小柳薫：「電力系統における可変速揚水発電電動機の系統安定度向上に関する研究」電学論B, 114, 195~204 (平6-2)
- (2) 野尻・菊池・中川・後藤・野原：「可変速機の高速出力制御による電力系統の安定度向上」電学論B, 117, 203~209 (平9-2)
- (3) 道上・南澤・小向・小柳・鶴田：「可変速揚水発電機の安定度解析(その1) 基本的考察」, 昭62電気学会全大, No.983
- (4) 道上・南澤・小向・小柳・鶴田：「可変速揚水発電機の安定度解析(その2) 動的シミュレーション」, 昭62電気学会全大, No.984
- (5) F.DeMello, C.Concordia: "Concepts of Synchronous Machine Stability as Affected by Excitation Control", IEEE Trans. on PAS, Vol.88, No.4, pp.316-329, 1969
- (6) 道上勉・小柳薫：「クロスコンパウンド形火力発電機特有の動揺モードを考慮したPSS設計手法」電学論B, 114, 1142~1149 (平6-11)

1. 図3の可変速機モデルの各計算ブロック内での演算式

(1) 内部電圧の大きさの変化 $\Delta E'$ と位相の変化 $\Delta\delta'$

$$\Delta E' = \frac{\Psi'_{dr} \Delta \Psi'_{dr} + \Psi'_{qr} \Delta \Psi'_{qr}}{E'} \dots\dots\dots(\text{付 } 1)$$

$$(\Delta\delta'_t - \Delta\delta') = \frac{\cos^2(\delta'_t - \delta')}{\Psi'_{dr}} \left(\frac{\Psi'_{qr}}{\Psi'_{dr}} \Delta \Psi'_{dr} - \Delta \Psi'_{qr} \right) \dots\dots(\text{付 } 2)$$

ただし $\Delta \Psi'_{dr}$, $\Delta \Psi'_{qr}$ は内部磁束のd, q軸成分、 $\Delta\delta'_t$ は座標系(q軸)の位相変化である。

(2) 端子電圧の大きさの変化 Δe_t と位相の変化 $\Delta\delta_t$ 初期値として、 $\delta'_t = \delta_t$ と選べば、

$$\Delta e_t = \cos(\delta'_t - \delta') \Delta E' - E' \sin(\delta'_t - \delta') (\Delta\delta'_t - \Delta\delta') - X' \Delta i_{ds} \dots\dots\dots(\text{付 } 3)$$

$$\Delta\delta_t = - \frac{\sin(\delta'_t - \delta') \Delta E'}{e_t} - \frac{E' \cos(\delta'_t - \delta') (\Delta\delta'_t - \Delta\delta')}{e_t} - \frac{X'}{e_t} \Delta i_{qs} + \Delta\delta'_t \dots\dots(\text{付 } 4)$$

(3) 1次電流の変化分 Δi_{ds} , Δi_{qs}

$$\Delta i_{ds} = \frac{\left\{ \cos(\delta'_t - \delta') \cdot \Delta E' - \cos(\delta'_t - \delta_{e2}) \cdot \Delta V_{e2} \right\}}{X' + X_2 + X_{e2}} - \frac{E' \sin(\delta'_t - \delta') (\Delta\delta'_t - \Delta\delta')}{X' + X_2 + X_{e2}} \dots\dots(\text{付 } 5)$$

$$\Delta i_{qs} = \frac{V_{e2} \sin(\delta'_t - \delta_{e2}) (\Delta\delta'_t - \Delta\delta_{e2})}{X' + X_2 + X_{e2}} + \frac{\left\{ -\sin(\delta'_t - \delta') \cdot \Delta E' + \sin(\delta'_t - \delta_{e2}) \cdot \Delta V_{e2} \right\}}{X' + X_2 + X_{e2}} - \frac{E' \cos(\delta'_t - \delta') (\Delta\delta'_t - \Delta\delta')}{X' + X_2 + X_{e2}} \dots\dots(\text{付 } 6)$$

$$+ \frac{V_{e2} \cos(\delta'_t - \delta_{e2}) (\Delta\delta'_t - \Delta\delta_{e2})}{X' + X_2 + X_{e2}}$$

(4) 電氣的トルクの変化分 ΔT_e

$$\Delta T_e = i_{qs} \Delta \Psi'_{dr} - i_{ds} \Delta \Psi'_{qr} + \Psi'_{dr} \Delta i_{qs} - \Psi'_{qr} \Delta i_{ds} \dots\dots(\text{付 } 7)$$

2. 図4中の二つの等価無限大母線系統の接続に関する式

可変速機の内部電圧変化が同期機側の仮想無限大母線電圧に与える変化は次の通りである。

$$\Delta\delta_{e1} = \frac{X_{e1} \left\{ E' \cos(\delta' - \delta_{e1}) \Delta\delta' + \sin(\delta' - \delta_{e1}) \Delta E' \right\}}{V_{e1} (X' + X_2)} \dots\dots(\text{付 } 8)$$

$$\Delta V_{e1} = \frac{X_{e1} \left\{ -E' \sin(\delta' - \delta_{e1}) \Delta\delta' + \cos(\delta' - \delta_{e1}) \Delta E' \right\}}{X' + X_2}$$

一方、同期機の内部電圧変化が可変速機側の仮想無限大母線電圧に与える変化は次のとおりである。

$$\Delta\delta_{e2} = \frac{X_{e2} \left\{ E_q \cos(\delta - \delta_{e2}) \Delta\delta + \sin(\delta - \delta_{e2}) \Delta E_q \right\}}{V_{e2} (X_q + X_1)} \dots\dots(\text{付 } 9)$$

$$\Delta V_{e2} = \frac{X_{e2} \left\{ -E_q \sin(\delta - \delta_{e2}) \Delta\delta + \cos(\delta - \delta_{e2}) \Delta E_q \right\}}{X_q + X_1}$$

$$\Delta E_q = \frac{(X_q + X_1 + X_{e1})}{X'_d + X_1 + X_{e1}} \Delta e'_q + \frac{(X_q - X'_d)}{X'_d + X_1 + X_{e1}} \left\{ V_{e1} \sin(\delta - \delta_{e1}) (\Delta\delta - \Delta\delta_{e1}) - \cos(\delta - \delta_{e1}) \Delta V_{e1} \right\} \dots\dots(\text{付 } 10)$$

ただし、 $\Delta e'_q$ は同期機の X'_d 背後電圧のq軸成分である。

小柳 薫

(正員) 1971年3月東京教育大学理学部応用物理学科卒業。同年4月(株)東芝入社。重電技術研究所にて主として電力系統の解析手法、異常現象、安定度問題の研究に従事。現在、東電ソフトウェア(株)応用技術部次長。1995年電気学会論文賞受賞。IEEE会員。

横山 隆一

(正員) 1973年3月早稲田大学大学院理工学研究科博士課程修了。1974年4月(株)三菱総合研究所入社。1978年9月東京都立大学工学部助教授、1989年4月同教授となり現在に至る。主としてデジタル制御、エキスパートシステムに関する研究に従事。工学博士、計測自動制御学会、電気設備学会、CIGRE, IEEE会員。

小向 敏彦

(正員) 1937年1月6日生。1959年3月岩手大学工学部電気工学科卒業。同年4月(株)東芝入社。1996年2月秋田大学鉱山学部電気電子工学科教授。1998年4月学部名称変更に伴い、秋田大学工学資源学部電気電子工学科教授、現在に至る。主として、電力系統の解析・制御に関する研究に従事。工学博士(東北大学)。IEEE会員。