電力系統シミュレータ用遮断器モデル および誘導機モデルの開発

正員 荒井 純一 (東芝)

正員 野呂 康宏 (東芝)

正員 大槻 みどり (東芝)

Development of Circuit Breaker Model and Induction Machine Model for Power System Simulator

Junichi Arai, Member, Yasuhiro Noro, Member, Midori Otsuki, Member (Toshiba corporation)

Real time analogue simulator is useful for analysis of power system phenomena and for performance test of controller and protection equipment in power system. Large scale simulator and high precision simulator have been developed in recent years. Authors have developed two models which are required to realize a high precision simulator. One is a new circuit breaker model with loss compensation circuit that contributes loss suppression in the simulator circuit. The other is an induction machine model which makes load characteristics closer to one in actual power systems. The induction machine model is a newly designed voltage output type and operates in stable that is composed by analogue circuit.

キーワード：シミュレータ，モデリング，遮断器，誘導機，損失補償

1. ま え が き

近年，リアルタイム動作で連続長時間現象の解析が可能なアナログタイプの電力系統を模擬するシミュレータが開発されている^{(1)~(6)}。これらシミュレータの目的は実際の電力系統により近いモデリングと動作を実現することである。著者らは，定格20V，0.1Aで2kHz以上の周波数特性をもつ高精度なアナログシミュレータを開発した^{(1)~(3)}。本論文では，そこで開発した要素モデルの二つについて述べる。

第一は遮断器モデルである。シミュレータを実系統に合せるためには，シミュレータの電力損失（ロス）を低減するのが一つのポイントであり，高精度なシミュレータを構築するにはロス補償をする必要がある。そのためのロス補償をした遮断器モデルを開発したので，それについて述べる。

第二は誘導機モデルである。誘導機は実際の負荷の主要な要素であるので，これを正確に模擬することが

必要である。誘導機については計算機シミュレーションで数式モデルが種々検討されているが^{(9)~(11)}，実際のアナログモデルを製作して動作の確認をした例はまだない。ここでは新しく開発した電子式誘導機モデルについて述べる。

2. 遮断器モデル

〈2・1〉 遮断器モデル 遮断器モデルは系統用遮断器として使用するほか，地絡や短絡といった事故を模擬するためにも使用する。従って，油圧操作部などの機械系の遅れと電流の零点遮断といった遮断器そのものの特性のほか，投入位相が設定できる機能をもたせる必要がある。

通常のスイッチ類では導通時に接点の接触抵抗による電圧降下がある。電流を流すシミュレータで電圧降下があると，模擬しようとする回路全体のロスが増えて精度が低下するといった問題があった。

その対策として，ロス補償方式を考案して導通時の

表 1 遮断器モデルの方式比較
Table 1. Comparison of circuit breaker model.

方 式	使用した素子	導通時の抵抗値	特 徴
a	リードリレー	30~50 mΩ	ON動作遅れ 0.3 s, チャタリングあり OFF動作遅れ 0.05 s
b	水銀リレー	30 mΩ	ON/OFF動作遅れ 2 ms, 動作ばらつき 0.3 ms
c	MOSFET	85 mΩ 以上	ON/OFF動作遅れ 50 μs, 動作ばらつきあり
d	ロス補償付き MOSFET	1 mΩ 以下	ON/OFF動作遅れ 10 μs 以下, 安定動作可能

電圧降下を小さくした。

〈2・2〉 方式比較 遮断器モデルとして最適な方式を決めるために幾つかの方式を比較した。比較結果を表 1 に示す。

表 1 の方式 a, b, c は従来の考え方に基づく回路である。方式 a と b は、遮断器を開放したときに接点が機械的に開くので実際に近いモデルになると考えた方式である。しかし、これらは閉路時の接点の接触抵抗が 30 mΩ と大きく、かつ動作時間が遅く、チャタリングや動作時間がばらつくといった欠点がある。

方式 c は TNA⁽⁷⁾ と同じ MOSFET を使用したものであるが、やはり導通時の抵抗が 85 mΩ と大きく⁽⁷⁾、しかも遮断するための電流零点検出に MOSFET 自身の電圧降下を利用したが、その電圧が安定せず、動作の遅れのばらつきが大きいといった欠点がある。

方式 d は新たに考案した方式であり、後述するロス補償回路を付け、これに高速動作ができる MOSFET を組合せたものである。この方式 d により、表 1 に示すように導通時の抵抗値が従来 30 mΩ 以上あったものを 1 mΩ 以下に改善し、遮断器を ON する際の遅れを 10 μs 以下に短縮し、OFF 時には電流零点の ±10 μs 以内に開放できるといった、動作ばらつきのない安定した特性を実現した。その結果、正確な遮断器の投入制御が可能となり、また遮断はほぼ電流零点で行われるので、誘導性負荷電流の遮断にも問題なく適用できるようになった。

〈2・3〉 ロス補償回路付き遮断器モデル 今回開発した方式 d のロス補償回路付き遮断器モデルの構成を図 1 に示す。図 1 の A, B は遮断器の両端子、MOSFET が電流の入り切りを行うスイッチである。MOSFET に直列に接続した抵抗による電圧降下を利用して電流零点検出を行っている。補償回路は演算増幅器と直流電源 E および電力増幅用 FET で構成し、A 端と B 端の電圧差を増幅器で増幅して、その電圧差が零となるように直流電源 E から電力増幅用 FET を通して電力を供給している。このような回路にする

図 1 遮断器モデル
Fig. 1. Circuit breaker model.

ことによりロス補償が可能になるだけでなく、電流零点検出用として比較的大きな抵抗が補償回路の中に入られるので、安定した開閉制御ができるようになる。

直流電源 E は補助電源を絶縁して整流した電源回路であり、図 1 の A, B 端子、直流電源 E、増幅器、電力増幅用 FET、更に MOSFET の全体が大地電位に対して浮いて動作する。従って、この遮断器モデルは特別な制約を受けることなくシミュレータ回路のどこにでも接続して使用することができる。

電圧零点検出回路では、投入位相の基準にしたい 2 点間、例えば母線と大地電圧を接続して内部で絶縁をとり、その電圧差の位相を検出して、その検出出力を投入位相制御に使用している。

投入遮断制御回路では投入遅れ、投入位相、遮断遅れのパラメータをもとに MOSFET を制御する。

〈2・4〉 試験結果 遮断器モデルを 3 組用い、それらの A 端子側に三相電圧源を、B 端子側に抵抗負荷 2 kΩ を直列に接続して、遮断器の開閉をさせた際の抵抗の両端の電圧と電流波形を図 2 に示す。実線で示す R 相の電圧零点で三相一括投入し、その後 0.9 サイクル後に遮断指令を与えている。投入、遮断時の波形から不要な振動や遅れがなく遮断器モデルとして満足のいく動作であるといえる。

図 2 抵抗の電圧波形と電流波形
Fig. 2. Resistor voltages and currents.

3. 誘導機モデル

〈3・1〉 基本構成 誘導機をアナログコンピュータ上で模擬した例は文献(8)で報告されている。ここでは誘導機出力である系統との接続点は電流注入方式で数式表現されている。

その電流源方式をそのままアナログ回路で作ることも考えられるが、それでは誘導機が系統から切放され、残留誘起電圧による応動を見るような場合には出力側インピーダンスが無限大になり不都合となるので、演算式を切替えるか、あるいは常時小さい負荷を接続した構成とするなどの対策が必要となる。

シミュレータでは外部状態が変わっても連続かつ安定に動作しなくてはならず、それには誘導機出力を電流源方式でなく電圧源方式とすることが考えられる。電圧源方式としては文献(4)でも提案されており、ここではマイクロコンピュータを用いて、誘導機の基本式を1.4 msごとに演算して模擬している。

本論文では、更に安定で高速な応答性をもつ誘導機モデルを実現するために、アナログ演算回路を採用した。この回路の特徴は出力が電圧源になるようにし、しかも雑音に強くするため発振などの問題となる微分を使わないように式を展開し、積分形の演算回路

で構成した点である。

このように考えて製作した誘導機モデルの構成を図3に示す。電圧出力アンプからリアクタンス X' なるリアクトルを介してシミュレータの系統側と接続し、流れ出た電流 (I_{as}) を検出して $d-q$ 軸量 (I_{ds}) に変換して誘導機 (IM) モデル演算部にわたしている。IMモデル演算部では付録に示す $d-q$ 軸上での磁束式を演算して回転子側の電流 (I_{ar}) を求めて回転子抵抗回路へ渡し、結果としての回転子電圧 (V_{ar}) を受けて固定子側へ誘導機発生電圧 (V_{ds}) を出力する。

回転子側では $d-q$ 軸量を再度三相に変換して回転子抵抗回路を演算する。回転子抵抗部もアナログ電子回路で構成しており、通常は起動抵抗を模擬する。VCOは電圧制御発振器である。三相と $d-q$ 軸変換については、固定子側では文献(6)と同じ変換式を用いているのでVCO出力である $\sin \theta_r$, $\cos \theta_r$ を必要とするが、回転子側では d 軸と回転子の a 相を同軸にとっているので定数変換となり、VCO出力は不用となる。

ここで、添字 s は固定子、 r は回転子、 ω_r は回転子角速度、 ω_e は電気角速度、 θ_r は回転子上の基準軸からみた d 軸の角度、 T_L は負荷トルクである。負荷トルクは付録に示すように回転数の0乗から3乗に比例した係数で設定する。

IMモデル演算部の回路を図4に示す。これは付録の(付9)～(付19)式に対応する構成図であり、前述したように積分器と加算器で構成されている。図中で $X'' = X_m / (X_m + X_r)$ である。

切換えスイッチ(S)(r)は $d-q$ 軸変換する際の基準軸を系統側か回転子側のどちらをも選べるようにしたものである⁽⁸⁾。実際に使用したところ、回転子側(r)では若干リプルが出て、系統側(S)基準の方が安定して良好であった。系統側(S)基準の場合は図3のVCO入力は ω_r でなく ω_e となる。

図 3 誘導機モデル
Fig. 3. Induction machine model.

図 4 誘導機モデル演算部
Fig. 4. Analogue circuit in induction machine.

図 5 全電圧起動試験結果
Fig. 5. Start up simulation results.

アナログ回路の場合、増幅器のゲインや時定数といったパラメータの設定方法として可変抵抗器を用いる方式や、CR を適時切換える方式が従来使われているが、前者の場合には手動設定のため精度・再現性やチェック方法に難点があり、後者の場合には計算機からの自動設定は可能となるが部品点数の増大が難点となる。本誘導機モデルでは、分解能12ビットの乗算型D/A 変換器を採用することにより、計算機からの高精度な自動設定を可能とし、かつ部品点数を削減して信頼度向上を図っている。

この誘導機モデルは定格電圧 20 V で定格容量は 0.4~4 VA の範囲で設定できる。

〈3・2〉 試験結果 本誘導機モデルの動作試験の例として、図5に無負荷全電圧起動の試験結果、図6に残留誘起電圧の試験結果を示す。なお使用したパラメータを表2に示す。

図5において、トルクでは起動直後のピークで 3.68 pu、リップがなくなつてからのピークで 2.89 pu となっており、同じパラメータの文献(8)の結果(そ

表 2 誘導機パラメータ
Table 2. Parameters of induction machine.

定格容量	1 VA	定格周波数	50 Hz
X_s	0.0775 pu	R_s	0.0453 pu
X_r	0.0322 pu	R_r	0.0222 pu
X_m	2.042 pu	M	2.0 s
負荷トルク	0 pu (起動のケース)		
	0.32 pu 一定 (残留電圧のケース)

図 6 残留電圧試験結果
Fig. 6. Trip out simulation results.

れぞれ 3.67, 2.85 pu) とよく一致している。また、起動に要する時間もほぼ一致している。これらの結果から、誘導機モデルは正しく動作していることを確認した。

図6は系統に接続してある誘導機を5サイクル目に切放したときの誘導機端子電圧と速度を示す。この結果より電圧源方式は安定に動作しており、適切な方式であることが確かめられた。

4. む す び

本論文では、実際の電力系統を忠実に模擬するシミュレータを構築するために必要な、ロス補償回路を備えた遮断器モデルと、誘導機モデルの2点について提案した。

遮断器モデルでは、従来 30 mΩ 以上あった導通時の電圧降下を 1 mΩ 以下に低減できるようになり、シミュレータ上の模擬回路に多数いれても電圧降下の影響が現れなくなった。

応答性の良い誘導機モデルを実用化し、これにより系統の負荷の誘導機の部分を忠実に模擬できるようになった。

開発に協力いただいたアジアエレクトロニクス(株)加藤洋之氏に謝意を表す。

(平成2年12月25日受付, 同3年6月24日再受付)

文 献

- (1) 野呂・荒井・大槻・横田・加藤:「電力システムシミュレータの開発」, 電気学会電力技術研資, PE-88-87 (昭63)
- (2) 大槻・野呂・荒井・横田:「電力システムシミュレータ用計算機ソフトウェア」, 平元電気学会会大, No. 971
- (3) 野呂・荒井・大槻・横田・加藤:「電力システムシミュレータ用発電機モデルの開発」, 平元同上, No. 972
- (4) 土井・後藤・河合・鈴木・横川:「大規模電力系統シミュレータの開発」, 電学論 B, 110, 727 (平2-9)
- (5) G. Andersson & S. Svensson: "Digital and analog simulation of integrated ac and dc power system", CIGRE, 14-02 (1984)
- (6) G. Jasmin: "Electronic simulation of a hydrogenerator with static excitation", *IEEE Trans. Power Apparatus Syst.*, PAS-100, No. 9 (1981)
- (7) 川村・石井・中島:「多重再発振現象のTNAによる解析」, 電気学会研資, HV-84-55 (昭59)
- (8) P. Krause & C. H. Thomas: "Simulation of symmetrical induction machinery" *IEEE Trans. Power Apparatus Syst.*, PAS-84, No. 11 (1965)
- (9) G. Richards: "Reduced order models for an induction motor group during bus transfer", IEEE PAS Summer Meeting, 88SM685-0 (1988)
- (10) S. Ertem & Y. Baghzouz: "Simulation of induction machinery for power system studies", *ibid.*, 88SM608-2 (1988)
- (11) A. Keyhani & H. Tsai: "Ispice simulation of induction machines with saturable inductances", *ibid.*, 88SM608-2 (1988)

付 録

誘導機モデルは下記を前提条件として d - q 軸モデルで表現する。

- 空けきは一様
- 磁気回路は線形
- 固定子, 回転子ともに電氣的構造は三相对称とする

このとき等価回路は付図1で示され, これより鎖交磁

付図 1 誘導機等価回路

app. Fig. 1. Equivalent circuit of induction machine.

束(付1)~(付4)式が成立する。

$$\Psi_{ds} = X_m I_{dr} - (X_s + X_m) I_{ds} \quad \text{..... (付1)}$$

$$\Psi_{dr} = (X_m + X_r) I_{dr} - X_m I_{ds} \quad \text{..... (付2)}$$

$$\Psi_{qs} = X_m I_{qr} - (X_s + X_m) I_{qs} \quad \text{..... (付3)}$$

$$\Psi_{qr} = (X_m + X_r) I_{qr} - X_m I_{qs} \quad \text{..... (付4)}$$

一方, 誘起電圧は(付5)~(付8)式で示される。

$$V_{ds} = 1/\omega_e \cdot d/dt \cdot \Psi_{ds} - (\omega_r^*/\omega_e) \Psi_{qs} - R_s I_{ds} \quad \text{..... (付5)}$$

$$V_{dr} = 1/\omega_e \cdot d/dt \cdot \Psi_{dr} - (\omega_r^* - \omega_r)/\omega_e \cdot \Psi_{qr} + R_r I_{dr} \quad \text{..... (付6)}$$

$$V_{qs} = 1/\omega_e \cdot d/dt \cdot \Psi_{qs} + (\omega_r^*/\omega_e) \Psi_{ds} - R_s I_{qs} \quad \text{..... (付7)}$$

$$V_{qr} = 1/\omega_e \cdot d/dt \cdot \Psi_{qr} + (\omega_r^* - \omega_r)/\omega_e \cdot \Psi_{dr} + R_r I_{qr} \quad \text{..... (付8)}$$

ただし, ω_r^* は d - q 軸変換の際の基準軸に同期した角速度で ω_e あるいは ω_r のいずれかに取る。本誘導機モデルは上記の式を以下のように変形してブロック化している。

(付2), (付4)式より,

$$I_{dr} = \Psi_{dr}/(X_m + X_r) + X_m/(X_m + X_r) I_{ds} \quad \text{..... (付9)}$$

$$I_{qr} = \Psi_{qr}/(X_m + X_r) + X_m/(X_m + X_r) I_{qs} \quad \text{..... (付10)}$$

$d/dt = p$ とおいて, (付6), (付8)式より

$$\Psi_{dr} = \omega_e \{ V_{dr} + (\omega_r^* - \omega_r)/\omega_e \cdot \Psi_{qr} - R_r I_{dr} \} / p \quad \text{..... (付11)}$$

$$\Psi_{qr} = \omega_e \{ V_{qr} - (\omega_r^* - \omega_r)/\omega_e \cdot \Psi_{dr} - R_r I_{qr} \} / p \quad \text{..... (付12)}$$

(付1)式に(付9)式を代入して

$$\begin{aligned} \Psi_{ds} &= X_m/(X_m + X_r) \Psi_{dr} \\ &\quad - \{ X_m \cdot X_r / (X_m + X_r) + X_s \} I_{ds} \\ &= \lambda_d - X' I_{ds} \quad \text{..... (付13)} \end{aligned}$$

ただし,

$$\lambda_d = X_m / (X_m + X_r) \Psi_{dr} \dots\dots\dots (付 14)$$

$$X' = X_m \cdot X_r / (X_m + X_r) + X_s \dots\dots\dots (付 15)$$

同様に(付3)式に(付10)式を代入して

$$\Psi_{qs} = \lambda_q - X' I_{qs} \dots\dots\dots (付 16)$$

$$\lambda_q = X_m / (X_m + X_r) \Psi_{qr} \dots\dots\dots (付 17)$$

(付5)式に(付13), (付16)式を代入して

$$V_{ds} = X' (-1/\omega_e \cdot p I_{ds} + \omega_r^* / \omega_e \cdot I_{qs}) + V'_{ds} \dots\dots\dots (付 18)$$

ただし,

$$V'_{ds} = 1/\omega_e \cdot p \lambda_d - \omega_r^* / \omega_e \cdot \lambda_q - R_s I_{ds}$$

はアンプ出力, X' は出力端に接続するリアクトルである。実際には出力アンプの内部抵抗やリアクトルの抵抗があるので, それらをまとめて R_m として, $R_s' = R_s - R_m$ と置き換えて演算補償している。

同様に(付7)式に(付13), (付16)式を代入して

$$\left. \begin{aligned} V_{qs} &= X' (-1/\omega_e \cdot p I_{qs} - \omega_r^* / \omega_e \cdot I_{ds}) \\ &\quad + V'_{qs} \\ V'_{qs} &= 1/\omega_e \cdot p \lambda_q + \omega_r^* / \omega_e \cdot \lambda_d \\ &\quad - R_s' I_{qs} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (付 19)$$

質点系の運動方程式は

$$\omega_r / \omega_e = (T_e - T_L) / (M p) \dots\dots\dots (付 20)$$

ただし, T_e : 電氣的トルク

$$\begin{aligned} T_e &= \Psi_{ds} I_{qs} - \Psi_{qs} I_{ds} \\ &= \lambda_d I_{qs} - \lambda_q I_{ds} \dots\dots\dots (付 21) \end{aligned}$$

T_L は負荷トルクで回転数の関係式で表している。

$$\begin{aligned} T_L &= T_{L0} + T_{L1} \cdot \omega_r / \omega_e + T_{L2} (\omega_r / \omega_e)^2 \\ &\quad + T_{L3} (\omega_r / \omega_e)^3 \dots\dots\dots (付 22) \end{aligned}$$

ここで, 添字 d, q : d 軸成分, q 軸成分,
 s, r : 固定子側, 回転子側, X_s, X_r : 漏れ

リアクタンス, X_m : 相互リアクタンス,
 R : 抵抗, Ψ : 鎖交磁束, V : 電圧, I : 電
流, ω_e : 固定子側電氣角速度, ω_r : 回転子
側回転角速度

荒井 純一 (正員)

昭和23年3月1日生。47年3月早稲田大学大学院電気工学科修士課程修了。同年4月(株)東芝入社。現在, 同社重電技術研究所において電力系統の研究に従事。62年電気学会論文賞受賞。

野呂 康宏 (正員)

昭和32年6月23日生。57年3月東北大学大学院電気工学科修士課程修了。同年4月(株)東芝入社。現在, 同社重電技術研究所において電力系統の研究に従事。

大槻 みどり (正員)

昭和33年6月27日生。56年3月名古屋大学電気工学科卒業。同年4月(株)東芝入社。現在, 同社重電技術研究所において電力系統の研究に従事。