UDC 621.311.1.016.352
621.3.077.1: 621.3.076.52

論 文
51-B 19

直・並列抵抗の最適 Bang-Bang 制御 による電力系統の過渡安定度向上

名古屋工業大学
名古屋工業大学

中 村 光 一
武 藤 三 郎

1. ま え が き

電力系統が超々高圧、長距離送電となるに従い過渡安定度向上は一層重要な課題の1つとなる。過渡安定度向上を図るには、過渡じょう乱に伴う回転子動揺の第1波を抑制するのみならず、後続の回転子振動を速やかに停止する必要がある。上記の対策として、(i)直列コンデンサの最適 Bang-Bang 制御⁽¹⁾、(ii)界磁電圧の最適 Bang-Bang 制御⁽²⁾などがあり、また、主として第1波のみを抑制する方式として、(iii)制動抵抗制御 (SDR)⁽³⁾、(iv)強制励磁制御⁽⁴⁾などの研究報告がある。

上記(i),(ii)はポントリヤギンの最大原理⁽⁵⁾に基づく最短時間制御問題の一つとして、過渡動揺を最短時間で抑制することができる。しかし(i)では Bang-Bang 時に系統との共振による異常電圧の発生、直列コンデンサを不足補償から過補償に切替る際に発電機出力変化に伴い過大な過渡軸トルク、(ii)では最適な Bang-Bang 時間の決定が容易でない、などの問題がある。

本方式は系統側に設置された並列抵抗および直列抵抗からなる2つの抵抗器を上記(i),(ii)の場合と同様に最適 Bang-Bang 制御 (以下、最適制御と呼ぶ)することにより、回転子動揺を最短時間で抑止させるものであって、また、従来の再閉路方式とも異なり、発電機が元の安定点にもどった時点で再閉路されると

いう“時間非固定再閉路方式”として用いるものである。

本方式の特徴は、(a)故障後の発電機に蓄えられた運動および位置エネルギーの一部分を熱エネルギーとして放出させる。(b)純抵抗であるから上記(i)のような異常サージ発生の恐れはない。(c)再閉路時点で発電機の状態は元にもどっているから、再閉路成功の場合には最早や動揺は抑止している。

直列抵抗および並列抵抗をハードの面から考えてみると、たとえば制動作用として用いる並列抵抗は制動抵抗 (Damping Resistor)⁽³⁾としてすでに実用化されている例もあるとおり、制動力を得る点で有効のものであり、また技術的にあまり問題はない。一方、直列抵抗の実例として1k Ω 程度の開閉サージ抑制抵抗があるが、それは非常に短時間定格である。本制御において加速作用として用うる直列抵抗の値は系統全リアクタンスの10倍程度の値で、かつ1秒間定格程度のものが要求される。

本最適制御を電力系統のオン・ライン制御に適用する場合、実際の系の応答よりもかなり前に Bang-Bang 時点を予知することが最も重要である。しかし最適時間を決定する非線形方程式を解析的に解くことは一般に困難である。

筆者らは回転子角速度の2乗を時間積分した評価関数、いわゆるラグランジュ関数を導入して、発電機動揺を定量的に解析する方法を提案してきたが⁽⁶⁾、今回同様の手法を適用して上記最適時間を解析的に求める方法を提案する。この解析法によれば最適値に近い値が、しかも短時間に算定できる。

また、本方式に基づく実証試験が模擬電力系統装置を用いて行なわれた。試験の結果、抵抗を用いる最適

Improvement of Power System Transient Stability by Optimum Bang-Bang Control using Resistance. By Kouchi Nakamura, Member & Saburo Muto, Member (Nagoya Institute of Technology.)

中村光一：正員，名古屋工業大学工学部
武藤三郎：正員，名古屋工業大学工学部

制御は過渡安定度向上に関して非常に有効であることが実証された⁽⁷⁾。以下本論について述べる。

2. 最適制御の解析

発電機の運動方程式をたてるにあたり次の様に仮定する。(i)発電機は円筒形とする。(ii)過渡期間中、内部過渡誘起電圧 E_d' および原動機入力 P_i は一定とする。(iii)並列抵抗 G および直列抵抗 R をそう入しても電圧は変わらないものとする。

〈2・1〉 発電機出力 第1図の1機無限大母線系統において、並列抵抗および直列抵抗をそう入したときの発電機出力はそれぞれ(1),(2)式で示される。

(i) 並列抵抗* G をそう入した場合、

$$P_g = E_d' V \sin(\delta + \alpha_g) / Z_g + U_1 \dots\dots\dots (1)$$

ただし、

$$U_1 = (E_d' / Z_g)^2 \cdot u_1, \quad \dot{Z}_g = r_l' + r_s - G x_s x_l' + G r_l' r_s + j(x_s + x_l' + G r_l' r_s + G x_l'^2 r_s), \quad \alpha_g = \tan^{-1}\{G x_l' x_s$$

第1図 1機無限大母線系統と直列、並列抵抗
Fig. 1. One-machine infinite-bus system, and series and parallel resistances.

(A) 並列抵抗 G をパラメータとした場合 (B) 直列抵抗 R をパラメータとした場合

第2図 発電機出力特性

Fig. 2. Generator output characteristics.

*: 実際はコンダクタンスの意味で、値は p.u. コンダクタンス。特にことわらない限り抵抗と書く。

電機に加えることにより、その動揺は短時間で停止できる。したがって、 G および R の種々の値に関する出力特性から第1表に示すように、最適制御に関して4組の組合せを考えることができる。

議論を進める前に発電機出力 P_g [(1)式], P_r [(2)式] のリアクタンス x_s, x_l' に対する関係について調べてみよう。いま系統全体のリアクタンスは1 p.u. としているから、比 $K=x_l'/x_s$ について考えると、 K が大きいほど線路は長距離となり、一方、 K が小さいほど線路は短い。 $K=0$ は線路こう長が零という特殊な場合である。

発電機が強く制動を受けるためには、第2図からも明らかにように発電機出力が大であればよい。すなわち(1)式または(2)式において、(i) U_1 および U_2 が大きいこと、(ii)同期化係数 $P_{sg}=E_d'V/Z_\theta$ および $P_{sr}=E_d'V/Z_r$ が大きいこと、(iii)角度 α_g および α_r が大きくないこと、が望ましい。一方、発電機が加速を受けるためには上記(i)~(iii)の逆となればよい。

第3図(A)~(C)は抵抗 G および R の値を変えた場合の、(1)および(2)式で与えられる U_1, U_2 , 同期化係数 P_{sg}, P_{sr} , 角度 α_g, α_r をそれぞれ示したものである。その中で実線 (G に関する特性曲線) のみが

第1表 抵抗の組合せと数値例

Table 1. Four combinations using resistances.

組合せ	効果的な制動力を生ずる抵抗の種類と数値例		効果的な加速力を生ずる抵抗の種類と数値例	
	種類	数値例	種類	数値例
ケース1	並列抵抗	0.3~2.0	直列抵抗	10 以上
ケース2	並列抵抗	0.3~2.0	並列抵抗	100 以上
ケース3	直列抵抗	0.2~1.0	並列抵抗	100 以上
ケース4	直列抵抗	0.2~1.0	直列抵抗	10 以上

注1: 並列抵抗の単位は p.u. コンダクタンス, 注2: 上記数値は 0.4~0.8 p.u. の範囲の入力に対して効果的な制動および加速を得る例で、第2図の出力特性より求めた。

リアクタンス比 K に関係することが判る。一般に K の同じ値に対して小さな K , すなわち長距離送電の場合の方が制動効果 U_1 が大きくなり、相対的に出力 P_g は大きくなる。 R についてはリアクタンス比 K に全く無関係となる。

第1表に示す4組の最適制御において、第3図(A)~(C)の特性に基づいて検討した効果的な制動力および加速力を与える抵抗値の範囲を同表に記す。制動力および加速力の大きさは入力 P_i に依存するが、ここでは1例として $P_i=0.6$ p.u. としている。

第1表の4ケースについて検討すれば、ケース2および3で用いる並列抵抗 G は 100 p.u. 以上を必要と

(A) U_1, U_2 (B) 同期化係数 P_{sg}, P_{sr}
(C) 角度 α_g, α_r (D) 並列抵抗および直列抵抗の消費電力 L_g, L_r
ただし曲線 a; $x_s=0.15, x_l'=0.85$, b; $x_s=0.3, x_l'=0.7$, c; $x_s=0.5, x_l'=0.5$ pu

第3図 (1), (2)式の出力特性各成分の種々の抵抗値に対する関係

Fig. 3. Variations of each components in Eg. (1) and (2) for various values of resistance G and R .

するが、この値はほぼ短絡状態に近い。したがって、抵抗器の電流耐量の点においても問題があろう。またケース3および4では制動として直列抵抗を用いる例である。系統の全リアクタンスよりも小さな値の直列抵抗はそこで消費される抵抗損を制動力として動かせることができる。しかし、直列抵抗を制動抵抗として用いている例はあまりない。これをケース1および2の並列抵抗と比較すると、

(a) (2)式の発電機出力よりも(1)式のそれが大きくなる適当な並列抵抗の値が存在する。

(b) 第3図(D)で直、並列抵抗の消費電力を比較すれば付録Iより G および R が 1.5 p.u. よりも小さい範囲では $L_s < L_r$ で、直列抵抗の消費電力の方が大きい。したがって、直列抵抗は消費電力の大きい(言かえれば大きな容量の抵抗器が必要)割には制動力が小さいことになる。

以上4組の検討結果を総合すればケース1の組合せが最良となる。

〈2・3〉 発電機動揺 第1図の1機無限大母線系統において回転子動揺とその抑制の過程は文献(8)に基づき次の(3)~(6)式で特性づけられる。

(I) 3相地絡後、故障回線除去まで(時刻 $t=0 \sim t_1$),

$$(2H/\omega_0)p^2\delta = (P_i - U_0)/(1 + p\delta/\omega_0) - P_d \cdot p\delta \dots\dots\dots (3)$$

(II) 故障回線除去・1cct・並列抵抗 G 投入 ($t=t_1 \sim t_2$),

$$(2H/\omega_0)p^2\delta = (P_i - P_0)/(1 + p\delta/\omega_0) - P_d \cdot p\delta \dots\dots\dots (4)$$

(III) 1cct・ G 除去・直列抵抗 R 投入 ($t=t_2 \sim t_3$),

$$(2H/\omega_0)p^2\delta = (P_i - P_r)/(1 + p\delta/\omega_0) - P_d \cdot p\delta \dots\dots\dots (5)$$

(IV) R 除去・再閉路(成功) ($t=t_3 \sim$),

$$(2H/\omega_0)p^2\delta = (P_i - P_0)/(1 + p\delta/\omega_0) - P_d \cdot p\delta \dots\dots\dots (6)$$

ただし P_0, P_r についてはそれぞれ前述の(1), (2)式を用いる。また、 $P_0 = E_d' V \sin \delta / Z_0$, $Z_0 = r_s + r_i' / 2 + j(x_s + x_i' / 2)$, $U_0 = E_d'^2 r_s / (r_s^2 + x_s^2)$, H = 単位慣性定数, $\omega_0 = 2\pi f_0$, f_0 = 周波数, P_d = 制動係数, P_i = 入力, δ = 位相角, p = 微分演算子。また上記(II)では $t=t_1$ で G を投入, (III)では $t=t_2$ で G 除去, R 投入, (IV)では $t=t_3$ で R 除去, 再閉路するものとする。

上記の系統における最適制御では $t=t_3$ で発電機動揺は抑止することになる。第4図(A)は制動係数を

($H=3$ 秒, $x_s=0.3$, $x_i'=0.7$, $G=1$, $R=10$ pu)

(A) 位相面軌跡 (B) 角速度 X_2 の時間変化

(C) 角速度の直線近似

第4図 最適制御による発電機動揺

Fig. 4. Generator swing curves in case of an optimum control.

第2表 最適時間の比較

Table 2. Comparison of optimum and sub-optimum time.

入力 P_i [p.u.]	制動係 数 P_d [$\times \omega_0$]	X_{12} [rad]	X_{22} [rad/s]	t_c [s]	t_2 [s]	t_3 [s]	備 考
0.6	0.0	0.195	-3.72	0.210	0.318	0.423	最適制御 Runge-Kutta 計算結果
	0.01	0.173	-3.58	0.204	0.314	0.412	
	0.02	0.155	-3.45	0.199	0.310	0.401	
	0.05	0.112	-3.07	0.186	0.301	0.377	
	0.1	0.07	-2.53	0.174	0.290	0.349	
	0.2	0.04	-2.00	0.162	0.280	0.325	
0.6	0.0	0.194	-3.70	0.210	0.318	0.423	準最適制御 折線近似 計算結果
	0.01	0.190	-3.69	0.204	0.310	0.405	
	0.02	0.186	-3.59	0.199	0.300	0.395	
	0.05	0.176	-3.29	0.186	0.275	0.369	
	0.1	0.161	-2.88	0.174	0.244	0.336	
	0.2	0.146	-2.47	0.162	0.234	0.312	

ラメータとして、最適制御を行なった場合の発電機動揺の位相面軌跡である。 $t_1=0.1$ s に固定し、 t_2 およ

び t_3 は発電機の定数や運転条件によって変わる。ここでは t_2, t_3 は (3), (4) 式の順方向 Runge-Kutta 計算と (5) 式の逆方向計算の交点から求めた。それらの結果を第 2 表上段に示す。

3. 準最適時間の決定法

前述の最適制御を電力系統のオン・ライン制御に適用する場合、real time よりもかなり以前に最適時間 t_2, t_3 を予知する必要がある。しかしこのような非線形系ではそれらを短時間で求めるのは困難なため、(i) t_2, t_3 をオフ・ラインであらかじめ計算しておき、それらを計算機に記憶させる方法⁽¹⁾、(ii) 高速度アナログ計算機を用いる方法⁽⁹⁾ などがあるが、それらは real time control としては問題がある。

筆者らは次に示す近似的手法を提案する。この方法は若干の繰返し計算を含むが、かなり正確な時間推定が可能である。

〈3・1〉 角速度の折線近似 第 4 図 (A) の位相面軌跡に対応した回転子角速度の時間的変化を同図 (B) に示す。この図において制動係数 P_d が小さければ各制御区間の角速度変化を折線近似することができる。この折線近似法の可能な条件は、(i) 制動係数 P_d が小さいこと、(ii) (4) 式で P_r が P_i に対して十分大きく、かつ (5) 式で P_r が P_i に対して十分に小さいことである。すなわち上記 (i) ではエネルギー保存則が近似的に成り立ち、(ii) では位相角の変化に対して P_o および P_r の出力変化が非常に小さいから、その出力はほぼ一定とみなしうからである。

〈3・2〉 準最適時間の導出 前節に従って角速度を第 4 図 (C) のように折線近似しよう。いま、 $t=t_1$ における位相角偏位 $X_1=X_{11}$ 、角速度 $X_2=X_{21}$ 、および角速度が再び零となる時刻 t_c の 3 つの値は観測できるものとする*。

$t=t_2$ における位相角偏位を $X_1=X_{12}$ 、角速度を $X_2=X_{22}$ 、 $t=t_3$ で $X_1=0$ 、 $X_2=0$ とする。 X_{12}, X_{22}, t_2, t_3 の値は未知である。

(1) 準最適時間導出のための方程式 (i) 第 4 図 (C) に示す線分 ACB は直線であるから次式が成立する。

$$|X_{21}|/(t_c-t_1)=|X_{22}|/(t_2-t_c) \dots \dots \dots (7)$$

(ii) 最適条件およびエネルギー保存則がほぼ成立しているものとすれば、2 つの三角形の面積が等しいから、 $\triangle OAC = \triangle CBD$ の関係より、

$$|X_{21}|t_c/2 = |X_{22}|(t_3-t_c)/2 \dots \dots \dots (8)$$

*: ここで全ての変数は初期値からの偏分を取るものとし、位相角は $\Delta\theta = X_1$ 、角速度は $p\Delta\theta = X_2 = \dot{X}_1$ と表わす。

(iii) $t=t_1$ から $t=t_2$ までの間、 X_1 が第 4 図 (C) に示す角速度に従って X_{11} から X_{12} まで動くものとすれば次式が成立する。

$$\begin{aligned} & \int_{t_1}^{t_2} X_{21}(t_c-t)/(t_c-t_1)dt \\ &= X_{21}\{(t_c-t_1)^2-(t_c-t_2)^2\}/2(t_c-t_1) \\ &= X_{12}-X_{11} \dots \dots \dots (9) \end{aligned}$$

(iv) (3)~(5) 式の両辺に $pX_1(1+pX_1/\omega_0)$ を掛けて、それらに対応した時間区分だけ時間積分する。積分は $t=0 \rightarrow t_1 \rightarrow t_2 \rightarrow t_3$ の順で行なえば次式を得る。

$$\begin{aligned} & P_d \int_0^{t_3} X_2^2 dt + (P_d/\omega_0) \int_0^{t_3} X_2^3 dt \\ &= -U_0 X_{11} - U_1(X_{12}-X_{11}) \\ &+ U_2 \cdot X_{12} + P_{sr} \{\cos(\delta_0' - \alpha_r) \\ &- \cos(X_{12} + \delta_0' - \alpha_r)\} \\ &+ P_{sg} \{\cos(X_{12} + \delta_0' + \alpha_g) \\ &- \cos(X_{11} + \delta_0' + \alpha_g)\} \dots \dots \dots (10) \end{aligned}$$

ただし、

$$\delta_0' = \delta_0 + \alpha_0, \delta_0 = \text{初期位相角}, \alpha_0 = \tan^{-1}\{(r_s + r_i'/2)/(x_s + x_i'/2)\}$$

(10) 式の右辺は X_{12} のみに関する式である。(10) 式の左辺は付録 II に示すように角速度の折線近似に基づけば (11) 式となる。

$$\begin{aligned} & P_d \int_0^{t_3} X_2^2 dt + (P_d/\omega_0) \int_0^{t_3} X_2^3 dt \\ &= P_d \cdot t_c(X_{21}^2 + X_{21} \cdot X_{22})/3 \\ &+ P_d \cdot t_c(X_{21}^3 - X_{21} \cdot X_{22}^2)/4\omega_0 \dots (11) \end{aligned}$$

(7)~(10) および (11) 式において、 t_2, t_3, X_{12}, X_{22} は未知の値であるが、 t_1, t_c, X_{11}, X_{21} が既知ならば、それらの値は方程式の数と未知数の数が等しいので解は求まる。

(2) 繰返し計算 繰返し計算では解の収束性は初期値の与え方に強く依存する。それゆえ (10) 式の右辺を X_{12} に対してテーラ展開を行ない、第 2 近似まで取れば (12) 式の左辺に示すように、 X_{12} に関する 2 次方程式が得られる。また (12) 式の左辺は (11) 式で与えられる。

$$C_1 X_{12}^2 + C_2 X_{12} + C_3 = (11) \text{ 式の右辺 } (12)$$

ここで、

$$C_1 = -\{P_{sg} \cos(\delta_0' + \alpha_g) - P_{sr} \cos(\delta_0' - \alpha_r)\}/2, C_2 = P_{sr} \sin(\delta_0' + \alpha_g) - U_1 + U_2, C_3 = -P_{sg} \cos(X_{11} + \delta_0' + \alpha_g) + P_{sr} \cos(\delta_0' + \alpha_g) + U_1 \cdot X_{11} - U_0 \cdot X_{11}.$$

(12) 式の近似は X_{12} が小さい場合には可能である。(12) 式の右辺で $X_{22} = -X_{21}$ とおけば右辺は零となり X_{12} は簡単に求まる。この X_{12} を (9) 式に代入し、 t_2

を得、この t_2 を (7) 式に代入し、同様に (8) 式を適用すれば順次 X_{22}, t_3 が得られる。これら 4 つの初期値は運動方程式を Runge-Kutta 法で求めた最適値に近い値を示す。以下 (10)*, (9), (7), (8) の順で繰返し計算を行ない、相対偏差が許容範囲に入ったとき計算を停止する。その結果を第 2 表下段に示す。最適値と比較すると P_d が小さい場合には誤差は約 10 ミリ秒以内に収まる。これらの例では繰返し計算の回数は多くても 3 回程度であり、方程式も簡単であるから計算時間はほとんど問題とならない。 t_2, t_3 の精度から考えて、このような系統においては制動係数 P_d が $0.02(\times \omega_0)$ 以内ならばこの近似法は妥当と考える。

4. 模擬電力系統による実証試験

本方式の最適制御の効果を実証するため、模擬電力系統を用いて実験を行なった。

〈4・1〉 模擬系統と操作シーケンス 試験系統は尾鷲幹線を選び、尾鷲三田火力 (G-1) と関開閉所母線を無限大母線とする 1 機無限大母線系統 (全長 210 km 相当) およびその途中に四日市火力 (G-2) を加味した 2 機無限大母線系統で、行なった。第 5 図はそ

G-1; 6.25 kVA, 5 kW, 3,600 rpm, GOV, AVR 有り
G-2; 4.42 kVA, 3.75 kW, 3,600 rpm, GOV, AVR 有り
B1-B2; 140 km 相当, B2-V; 70 km 相当 (電圧=275 V),
V; 無限大母線 (所内電源)

第 5 図 試験模擬系統結線図

Fig. 5. Connection diagram of the model power system used.

第 6 図 真空しゃ断器操作シーケンス

Fig. 6. Sequence of switching operation.

*: ただし (10) 式の左辺は (11) 式の右辺式を用いる。

$$(R=125\Omega, G=1/28\Omega)$$

第 7 図 最適制御オシログラム例

Fig. 7. An oscillogram in an optimum control.

(A); 曲線 a は最適制御 (第 3 表 No. 3), b は SDR 制御 (同表 No. 2), c は無制御 (同 No. 1), (B); 直列抵抗を変えた場合の最適応答, 曲線 a は (第 3 表 No. 3), d は (同 No. 4), (C); 入力を変えた場合の最適応答 (第 3 表 No. 5)

第 8 図 各制御条件における回転子動揺の位相面図 (1 機無限大系)

Fig. 8. Phase-plane trajectories of the rotor swing motion (one-machine infinite-bus system).

の系統構成を示す。また、各しゃ断器の操作シーケンスを第6図に示す。 t_2 および t_3 の最適値の決定は cut and try 法により求めた。すなわち、 t_2 および t_3 を1サイクル幅(最小可能変更時間幅=1/60 s)ずつ適当に調整し、回転子動揺のオシログラムから最も収束性の良い結果に基づいて定めた。

〈4.2〉 試験結果 第7図は $G=1/28$ u, $R=125$ Ω の場合の最適応答のオシログラムである。発電機を含めた系統全体のリアクタンスは 6.25 kVA, 275 V 基準で 11.2 Ω であった。したがって、それを 1 p. u. とするとき $G=1/28$ u は 0.40 p. u. のコンダクタンスに、 $R=125$ Ω は 11.2 p. u. のレジスタンスに相当する。この図で角速度 $p\delta$ の変化は故障直後の短期間をのぞけば、それぞれの時間区分でほぼ折線近似できることを示している。第8図はそれぞれ第3表に示す運転条件により得られた回転子動揺の位相面軌跡である。同図(A)の曲線 c は無制御、すなわち単純再閉路方式、曲線 b は並列抵抗のみ用いた場合の位相面軌跡である。この場合、抵抗の入・切は現用の SDR 方式⁽³⁾のしゃ断器操作時間に等しく取った。SDR 方式は位相角の第1ピーク値の低減には非常に有効であるが、時間固定方式のため運転条件によっては後続の動揺は必ずしも効果的に抑制できない。しかしながら最適制御の曲線 a では位相角の第1ピークの抑制とともに後続の動揺もほとんど減衰している。第8図(B)は直列抵抗値を変えた場合、同図(C)は入力を変えた場

曲線 a は最適制御 (第3表 No. 7), b は無制御 (同 No. 6)

第9図 2機無限大母線系統における回転子動揺位相面軌跡

Fig. 9. Phase-plane trajectories of the rotor swing motion (2-machine infinite-bus system).

第3表 実験結果

Table 3. Experimental results.

	実験曲線 No. 記号	初期出力 [kW]	初期位相角 [deg]	故障除去時間 t_1 [s]	最適時間		備 考
					t_2 [s]	t_3 [s]	
一機無限大母線系統 第8図	1 c	5.0	65	0.1	—	0.503	無制御, G, R なし
	2 b	"	64	"	0.583*	0.467*	G のみ $G=1/28$ □
	3 a	"	63	"	0.433	0.500	$G=1/28$ □, $R=125 \Omega$
	4 d	"	66	"	0.433	0.500	$G=1/28$ □, $R=25 \Omega$
	5 e	4.5	57	"	0.383	0.467	"
二大統 機母線 無限系 第9図	6 a	5.0 ($G-1$) 3.0 ($G-2$)	66 50	"	—	0.503	無制御, G, R なし
	7 b	5.0 ($G-1$) 3.0 ($G-2$)	65 50	"	0.433	0.500	$G=1/28$ □, $R=25 \Omega$

*: G は再閉路 ($=t_3$) 後に除去 ($=t_2$) される。

合の最適応答である。それらの結果は第3表に示す。第9図は2機無限大母線系統の場合である。1機無限大系統から得られた最適時間(第3表 No. 5)を適用した。この場合軌跡 a は最適応答ではない。これは $G-2$ が $G-1$ から 140 km 離れた地点に位置してはいるが、最適時間の決定にあたって位置する距離によっては $G-2$ 発電機の影響を無視できないことを意味している。

5. む す び

1機無限大母線系統において、過渡じょう乱による回転子動揺は並列および直列抵抗を最適制御することにより、最短時間で抑止可能であることが理論および実験より示された。それらを要約すれば、次のようである。

- (i) 直列抵抗および並列抵抗を用いた最適制御は4組考えられる。
- (ii) 第1表のケース1が最良の組合せである。
- (iii) 並列抵抗 G および直列抵抗 R の好ましい範囲は系統全リアクタンスを 1 p. u. に選べば、 $G=0.3 \sim 2.0$ p. u., $R=10$ p. u. 以上, である。
- (iv) 回転子角速度の変化が折線近似可能ならば、準最適時間を解析的に決定することができる。また、その時間は $t=t_c$ の直後に定めうるから、本解析法をオン・ライン制御に適用することが可能である。
- (v) 折線近似可能な条件は発電機出力と入力との差が十分大きいこと、発電機および系統の制御係数が $0 \sim 0.02 [\times \omega_0]$ の範囲内であることが必要条件である。

終わりに本研究の実験に際して助力賜った中部電力総合技術研究所電気第1研究室ならびにご検討いただいた名古屋大学工学部 宮地 巖教授, 市川真人教授を

はじめ中部電力技術専門委員会の関係各位に深甚なる謝意を表する次第である。

(昭和50年5月17日受付, 同50年11月25日再受付)

文 献

- (1) N. Ramarao & D.K. Reitan: IEEE Trans. Power Apparatus Syst. PAS-89, No. 516, pp. 975 (1970)
- (2) J.L. Dinely & A.J. Morris: 1971 PICA Conference Proceedings, pp. 191 (1971)
- (3) 吉田・福西・青井: 電学誌 91, 940 (昭 46-5)
- (4) 中村・武藤: 電学誌 92-B, 579 (昭 47-11)
- (5) たとえばポントリヤギン (関根智明訳) 最適過程の数学的理論, 総合図書
- (6) 中村・川越・武藤: 電学誌 95-B, 331 (昭 50-7)
- (7) 中村・武藤・川出: 昭 50 電気学会全国大会 No. 1018
- (8) たとえば V.A. Venikov, et al.: Transient Phenomena in Electrical Power System (1964) Pergamon Press
- (9) P.C. Krause & W.C. Mauger: IEEE PES Summer Meeting, San Francisco, Calif., July 9 (1972)

付 録

〔I〕 1機無限大母線系統において並列抵抗 G および直列抵抗 R をそう入したとき, 無限大母線へ流入する電力をそれぞれ $P_{L\theta}$ および P_{Lr} とすれば, それらは (付1) および (付2) 式で与えられる。ただし $r_s = r_i' = 0$ 。

$$P_{L\theta} = E_d' V \sin(\delta + \alpha_\theta) / Z_\theta - G(x_s V)^2 / Z_\theta^2 \quad \text{..... (付1)}$$

$$P_{Lr} = E_d' V \sin(\delta - \alpha_r) / Z_r - R V^2 / Z_r^2 \quad \text{..... (付2)}$$

したがって, G および R で消費される電力 L_θ および L_r は (1), (2) 式の発電機出力から上記無限大入力を引いた値に等しい。それぞれ (付3), (付4) 式となる。

$$L_\theta = P_\theta - P_{L\theta} = \{(E_d' x_l')^2 + (V x_s)^2\} G / Z_\theta^2 \quad \text{..... (付3)}$$

$$L_r = P_r - P_{Lr} = (E_d'^2 + V^2) R / Z_r^2 \dots \text{ (付4)}$$

第3図(D)は (付3) および (付4) 式の計算結果である。

〔II〕 回転子角速度の変化を第4図(C)に示すように折線で近似できるとすれば, 各時間区分内の角速度 X_2 は (付5) より (付8) 式の4式で示される。

$$(i) \quad t = 0 \sim t_1; \quad X_2 = X_{21} \cdot t / t_c \quad \text{..... (付5)}$$

$$(ii) \quad t = t_1 \sim t_c; \quad X_2 = X_{21}(t_c - t) / (t_c - t_1) \quad \text{..... (付6)}$$

$$(iii) \quad t = t_c \sim t_2; \quad X_2 = X_{22}(t_c - t) / (t_c - t_2) \quad \text{..... (付7)}$$

$$(iv) \quad t = t_2 \sim t_3; \quad X_2 = X_{22}(t_3 - t) / (t_3 - t_2) \quad \text{..... (付8)}$$

上記4式を(10)式の左辺式に代入すれば,

$$\begin{aligned} P_d \int_0^{t_3} X_2^2 dt + (P_d / \omega_0) \int_0^{t_3} X_2^3 dt \\ = (P_d / 3) \{X_{21}^2 \cdot t_c - X_{22}^2(t_3 - t_c)\} \\ + (P_d / 4 \omega_0) \{X_{21}^3 \cdot t_c - X_{22}^3(t_3 - t_c)\} \quad \text{..... (付9)} \end{aligned}$$

となり, 本文(8)式の関係 (付9) 式に代入すれば, (付9) 式の右辺は (11) 式の右辺式となる。なお (10) 式の右辺は $t = 0 \sim t_3$ の時間内における運動エネルギーとポテンシャルエネルギーの差を示すから, (10) 式の左辺はいわゆるラグランジェ関数を意味する。言えれば発電機内部で消費される非保存的エネルギーである。