UDC 621.313.32.013.8 : 621.316.761.2 : 621.319.4

論文

55-B3

直流系統の並列キャパシタンスによる 同期機の自己励磁現象

正員 木下 裕道 (三菱電機)

正員 伊与田 功 (三菱電機)

正員 熊野 昌義 (三菱電機)

1. ま え が き

直列コンデンサ補償送電系統において、基本周波数 f_0 (50 または 60 Hz) 以下のサブシンクロナス周波数の電氣的自己励磁現象が発生する場合がある。この現象の物理的発生機構は Kilgore 氏⁽¹⁾により明らかにされている。同期速度にて回転している同期機はサブシンクロナス周波数の電流に対して誘導発電機として動作し負性抵抗効果をもつが、その大きさが回路の正抵抗値よりも大きくなると電流の発散現象を生じる。1970 年代初期に、この電氣的自己励磁現象の周波数、すなわち電気回路の固有周波数 f_e とタービン軸系のねじれ振動の固有周波数 f_m との間に、 $f_0 - f_e = f_m$ なる関係が成立するとき、軸ねじれ共振による SSR (Subsynchronous Resonance) 現象が発生することが見出された。その後、SSR 現象に関する解析や抑制対策について数多くの研究が行なわれている⁽²⁾⁽³⁾。

これらの研究はすべて直列コンデンサ補償の交流系統に関するものである。これに対し本論文は、直流系統に高い値の並列キャパシタンスが存在するとき、これに接続される交流系統の同期機にサブシンクロナス自己励磁現象が発生する可能性があることを示そうとするものである。対象系統としては、超高圧直流送電系統、非常用電源系統⁽⁹⁾、電動機のサイリスタ制御システムなどが考えられるが、ここでは自己励磁現象の基本的特性を明らかにするため交直変換器の制御系の影響は無視し、同期機がダイオード整流器により直流系統に接続されたモデル系統について検討する。

本論文では、まず直列コンデンサ補償系統の場合と

対比させつつ、自己励磁現象の発生機構について定性的に説明する。次に Krause 氏⁽⁴⁾が直流送電系統の解析に用いた $d-q$ 軸座標での交直変換器の連続モデルを拡大適用し、定常動作点近傍の微小変化分について線形化し、固有値解析により自己励磁現象の安定判別を行なう方法を提案する。更にモデル系統についての解析例と実験結果とを対応させて、この安定判別手法の妥当性を検証するとともに、自己励磁現象の基本的特性を明らかにする。

2. 自己励磁現象の発生機構

〈2・1〉 直列コンデンサ補償系統の場合⁽¹⁾ 第1図に示す1機対無限大系統について説明する。同期機をふくむ系統の全直列インダクタンスを L 、直列コンデンサのキャパシタンスを C_s とすると固有周波数は

$$f_e \cong \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_s}} = f_0 \sqrt{\frac{x_{cs}}{x_L}}$$

となり、周波数成分 f_e の電流が同期機の電機子に流れる。一般に $x_{cs} < x_L$ の関係が成立つので $f_e < f_0$ となる。同期機回転子は同期速度 f_0 にて回転しているので、 f_e の電流に対してはすべり $S = (f_e - f_0)/f_e$ (< 0) の誘導機すなわち誘導発電機として動作し、回転子抵抗を R_r とするとき負性抵抗の大きさは R_r/S となる。このとき、界磁回路およびダンパ回路には周波数 $f_r = f_0 - f_e$ の電流が流れ、同期機の有効電力および無効電力出力も周波数 f_r で振動する。電機子電流は基本周波数 f_0 の電流が周波数 f_e にて変調された波形となり、上記の負性抵抗が回路の正抵抗値よ

第1図 直列コンデンサ補償系統

Fig. 1. Series-compensated power transmission system.

Self-Excited Oscillations of Synchronous Machines due to Shunt Capacitance in a DC Power System. By Hiromichi Kinoshita, Member, Isao Iyoda, Member & Masayoshi Kumano, Member (Mitsubishi Electric Corporation)

木下裕道：正員，三菱電機株式会社

伊与田 功：正員，三菱電機株式会社

熊野昌義：正員，三菱電機株式会社

りも大きくなると発散し、自己励磁現象が発生する。一般に $f_e = 20 \sim 40 \text{ Hz}$ の範囲となるので、同期機の等価インダクタンスとしては逆相リアクタンス $x_2 = (x_d'' + x_q'')/2$ が用いられる。

〈2.2〉 直流系統の場合 直流モデル系統を第2図に示す。同期機が変圧器とダイオード整流器（三相ブリッジ結線）を介して直流回路に接続される。直流側には並列コンデンサと直列リアクトルを設置し、並列コンデンサと並列に負荷抵抗（コンダクタンス G ）が接続されている。

第2図の系統において同期機、変圧器、直流直列リアクトルのインダクタンスの和を L 、並列コンデンサのキャパシタンスを C_N とすると、電気回路の固有周波数は $f_e \cong 1/2\pi\sqrt{LC_N}$ となる。この場合、同期機の電機子電流波形は、基本周波数 f_0 の電流が振動周波数 f_e により振幅変調された形となり（第3図）、電機子電流のサブシンクロナス周波数成分は f_e ではなく $(f_0 - f_e)$ となる。

このサブシンクロナス電流に対して同期機は

$$S = \frac{(f_0 - f_e) - f_0}{f_0 - f_e} = \frac{f_e}{f_e - f_0} < 0 \quad \dots\dots (1)$$

のすべりをもつ誘導機として動作する。基本周波数にて回転する界磁回路およびダンパ回路には周波数 $f_r = f_0 - (f_0 - f_e) = f_e$ の電流が流れ、同期機の有効電力および無効電力の出力は周波数 f_e にて振動する。後記するように、本論文では $f_e = 5 \sim 15 \text{ Hz}$ 程度の低周波領域を対象として考えるので、同期機の等価リアクタンスは x_d' と x_d'' との中間的な値となると考えられる。また、回転子等価抵抗 R_r については凸極性も考慮して値を厳密に算出することは困難である。そこで以下の解析では、ここでの説明とは別に、同期機

第2図 モデル直流系統

Fig. 2. Model dc power system.

第3図 自己励磁現象の電流波形

Fig. 3. Current waveforms of subsynchronous self-excitation.

に対して Park のモデルを適用する。

3. 安定判別のための解析モデル

〈3.1〉 安定判別手法の意義 本論文では整流器に連続モデルを適用し、定常動作点近傍の微小変化を考え、線形化することにより、第2図の系統の状態方程式を導き、固有値法により自己励磁現象の減衰定数と周波数とを求めて安定判別を行なう。このような手法を採用することにより、数多くの計算ケースについて整流器の非線形スイッチング作用を厳密に模擬したシミュレーション解析を行なわずに自己励磁現象の基本特性を定量的に明らかにすることができる。

〈3.2〉 整流器の連続モデル Krause 氏らは一連の直流送電系統の動的解析に⁽⁴⁾⁻⁽⁷⁾、 $d-q$ 座標軸による連続モデルを用いている。このモデルでは高調波を無視し、また基本周波数 f_0 の電圧・電流については定常的モデルで考えている。交直変換器については内部損出を無視し、交直両系統間には周知の電圧・電流の平均値に関する関係式が成立つものとし、また転流リアクタンスによる電位降下と、交流側端子の力率を考慮している。直流送電系統の動的過渡現象の振動周波数は f_0 に比較して十分低いので、上記の仮定は成立し、解析結果は厳密モデルによるシミュレータの計算結果とよく一致している⁽⁴⁾⁽⁵⁾。

本論文では、この Krause 氏らのモデル⁽⁴⁾を一部修正して、サブシンクロナス自己励磁現象の解析に適用する。すなわち、本論文では主として固有周波数 $f_e = 5 \sim 15 \text{ Hz}$ の低周波領域を対象として考えることにする。このとき f_e は、基本周波数に比較して十分低く、定常動作点の近傍の微小変化分を考える場合は、第2図の整流器に対して連続モデルを適用できると考えうる。第3図によりこのモデルの意義を説明する。交流回路の電流は周波数 f_0 の搬送波が周波数 f_e の信号波で振幅変調された波形となるが、これが整流器により検波されて直流回路には信号波 f_e の振動電流のみが出現すると考える。もとよりこのようなモデルは f_e が f_0 よりも十分に低いときのみ成立すると考えられる。

以下、第2図の系統を第4図の等価回路にて表現し交流系は Park の座標系（同期機回転子に固定した直交座標系）にて記述する。整流器の交流側の電圧・電流を $v_N = v_{Na} + jv_{Ng}$ 、 $i = id + ji_q$ 、直流側の電圧・電流を v_{dc} 、 i_{dc} とすると次式が成立する⁽⁴⁾。

$$\left. \begin{aligned} v_{Nd} &= v_N \sin \delta \\ v_{Ng} &= v_N \cos \delta \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2)$$

第4図 モデル直流系統の等価回路

Fig. 4. Equivalentele circuit of the model dc power system.

第5図 d, q 座標軸への電圧・電流ベクトルの投影Fig. 5. Phasor projection to $d-q$ axes.

$$\left. \begin{aligned} i_d &= i_{ac} \sin(\delta + \varphi) \\ i_q &= i_{ac} \cos(\delta + \varphi) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

$$\left. \begin{aligned} v_{dc} &= v_N - R_c i_{dc} - 2X_{co} p i_{dc} = v_N \cos \varphi \\ &\dots\dots\dots (4) \end{aligned} \right\}$$

ここで、 v_N は v_N の大きさ、 δ は v_N と Park の q 軸とのなす角、 φ は v_N と i とのなす角（整流器交流側端子での力率角）である（第5図）。 $p = d/dt$ であり、またダイオード整流器を考えているので点弧遅れ角 $\alpha = 0$ とした。

なお、本論文では、交流側の電気量の基準値を直流側の電気量の基準値と同一の値とせず、付録に示す一定の関係をもつ相異なる値としたので(2)~(4)式および以下の式は通常の交直両系統間との関係式とは異なる表現となっている。

上記(4)の式の抵抗 R_c 、リアクタンス X_{co} は整流器の転流重なりの影響を考慮するため導入したものである。

4. 状態方程式

定常動作点近傍の微小変化分についての状態方程式を導く。まず同期機については Park の式より磁束を電流で置換して次式を得る。ここで時間の単位をラジアンとし $\omega_0 = 2\pi f_0 = 1$ とした。[また、ダンパ回路電流の定常値は $ik_{d0} = ik_{q0} = 0$ とし、 $E_{fd} = (x_{ad}/r_{fd})e_{fd}$ は無負荷時定格端子電圧を基準とする界磁電圧である。

$$\begin{bmatrix} x_{ffd} & x_{ad} & -x_{ad} & 0 & 0 \\ x_{ad} & x_{kd} & -x_{ad} & 0 & 0 \\ x_{ad} & x_{ad} & -x_{ad} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & x_{kkq} & -x_{aq} \\ 0 & 0 & 0 & x_{aq} & -x_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p \Delta i_{fd} \\ p \Delta i_{kd} \\ p \Delta i_{id} \\ p \Delta i_{kq} \\ p \Delta i_{iq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} r_{fd} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_{kd} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -r_a & -x_{aq} & x_q \\ 0 & 0 & 0 & r_{kq} & 0 \\ x_{ad} & x_{ad} & -x_{ad} & 0 & -r_a E_{fd0} - x_{ad} i_{d0} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \Delta i_{fd} \\ \Delta i_{kd} \\ \Delta i_{id} \\ \Delta i_{kq} \\ \Delta i_{iq} \\ \Delta \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{fd} \Delta E_{fd} \\ x_{ad} \Delta E_{fd} \\ 0 \\ \Delta v_d \\ 0 \\ \Delta v_q \end{bmatrix} \quad (5)$$

次に、変圧器については第4図より

$$\begin{bmatrix} \Delta v_d \\ \Delta v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_t + p x_t & -x_t & -x_t i_{q0} \\ x_t & r_t + p x_t & x_t i_{d0} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \\ \Delta \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta v_{Nd} \\ \Delta v_{Nq} \end{bmatrix} \quad (6)$$

次に、同期機の AVR については利得 K_A 、時定数 T_A の一次遅れとすれば

$$(1 + p T_A) \Delta E_{fd} + K_A \Delta v_t = 0 \quad (7)$$

また、発電機端子電圧については次式が成立する。

$$\Delta v_t = \frac{v_{d0}}{v_{t0}} \Delta v_d + \frac{v_{q0}}{v_{t0}} \Delta v_q \quad (8)$$

次に、同期機の運動方程式は機械トルクを一定 ($\Delta T_m = 0$) として

$$\left. \begin{aligned} M p \Delta \omega + D \Delta \omega &= -\Delta T_e \\ p \Delta \delta &= \Delta \omega \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

ここで、 $M = 2H$: 慣性定数 (rad), D : 制動係数 (pu) であり、電気トルクの変化分は次式で表わされる。

$$\begin{aligned} \Delta T_e &= -(x_d - x_q) i_{q0} \Delta i_d \\ &\quad + \{E_{fd0} - (x_d - x_q) i_{d0}\} \Delta i_q \\ &\quad + x_{ad} i_{q0} \Delta i_{fd} + x_{ad} i_{q0} \Delta i_{kd} \\ &\quad - x_{aq} i_{d0} \Delta i_{kq} \quad (10) \end{aligned}$$

直流回路については第4図より

$$\begin{bmatrix} r_N + p x_N & 1 \\ -1 & G + p C_N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{dc} \\ \Delta v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta v_{dc} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

整流器については、(2), (3)式および第5図より、

$$\left. \begin{aligned} v_{Nd0} &= v_{N0} \sin \delta_0, \quad v_{Nq0} = v_{N0} \cos \delta_0 \\ i_{d0} &= i_{dc0} \sin(\delta_0 + \varphi_0), \quad i_{q0} = i_{dc0} \cos(\delta_0 + \varphi_0) \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

および

$$\Delta v_N = \frac{v_{Nd0}}{v_{N0}} \Delta v_{Nd} + \frac{v_{Nq0}}{v_{N0}} \Delta v_{Nq} \dots\dots\dots (13)$$

の関係をを用いて次式を得る。

$$\begin{bmatrix} \Delta v_{Nd} \\ \Delta v_{Nq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{Nq0} & v_{Nd0}/v_{N0} \\ -v_{Nd0} & v_{Nq0}/v_{N0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \delta \\ \Delta v_N \end{bmatrix} \dots\dots\dots (14)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta \delta + \Delta \varphi \\ \Delta i_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{q0}/i_{dc0}^2 & -(i_{d0}/i_{dc0}^2) \\ i_{d0}/i_{dc0} & i_{q0}/i_{dc0} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix} \dots\dots\dots (15)$$

また、(4)式より

$$\begin{aligned} \Delta v_{dc} &= \Delta v_N - (R_c + 2X_{c0}p) \Delta i_{dc} \\ &= \cos \varphi_0 \Delta v_N - v_{N0} \sin \varphi_0 \Delta \varphi \dots\dots\dots (16) \end{aligned}$$

(11)式および(16)式より Δv_{dc} を消去して

$$\Delta v_N = \{(r_N + R_c) + p(x_N + 2X_{c0})\} \Delta i_{dc} + \Delta v_c \dots\dots\dots (17)$$

(16), (17)両式より $\Delta \varphi$ は次式で表わされる。

$$-\Delta \varphi = \frac{K_\varphi}{v_{N0}} \Delta v_c + \frac{(R_\varphi + p x_\varphi)}{v_{N0}} \Delta i_{dc} \dots\dots\dots (18)$$

ここで、

$$\left. \begin{aligned} K_\varphi &= \frac{1 - \cos \varphi_0}{\sin \varphi_0} \\ R_\varphi &= K_\varphi r_N - \frac{R_c}{\tan \varphi_0} \\ X_\varphi &= K_\varphi x_N - \frac{2X_{c0}}{\tan \varphi_0} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (19)$$

(5), (6), (14), (15), (18) の各式より $\Delta \delta$, $\Delta \varphi$, Δi_{dc} , Δv_{dc} , Δv_c , Δv_{Nd} , Δv_{Nq} を消去して次式が得られる。

$$\begin{aligned} &\begin{bmatrix} p x_{ad} & p x_{ad} & -x_{aq} \\ x_{ad} & x_{ad} & p x_{aq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{fd} \\ \Delta i_{kd} \\ \Delta i_{kq} \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} (x_q + x_i) i_{q0} \\ E_{fd0} - (x_d + x_i) i_{d0} \end{bmatrix} \Delta \omega \\ &- \frac{1}{v_{N0}} \begin{bmatrix} v_{Nd0} + K_\varphi v_{Nq0} \\ v_{Nq0} - K_\varphi v_{Nd0} \end{bmatrix} \Delta v_c \\ &+ \left\{ \begin{bmatrix} -p(x_d + x_i) - (r_a + r_i) \\ -(x_d + x_i) \end{bmatrix} * \right. \\ &\quad \left. \begin{bmatrix} x_q + x_i \\ -p(x_q + x_i) - (r_a + r_i) \end{bmatrix} \right\} \\ &- (r_N + R_c + p x_N + 2 p x_{c0}) [A A] \\ &+ (R_\varphi + p x_\varphi) [A C] + \frac{v_{N0}}{i_{dc0}} [A B] \Big\} \\ &\times \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (20) \end{aligned}$$

ここで、

$$\left. \begin{aligned} [A A] &= \begin{bmatrix} G_{DD} & G_{DQ} \\ G_{QD} & G_{QQ} \end{bmatrix} \\ [A B] &= \begin{bmatrix} -G_{QQ} & G_{QD} \\ G_{DQ} & -G_{DD} \end{bmatrix} \\ [A C] &= \begin{bmatrix} -G_{QD} & -G_{QQ} \\ G_{DD} & G_{DQ} \end{bmatrix} \\ G_{DD} &= \frac{v_{Nd0}}{v_{N0}} \frac{i_{d0}}{i_{dc0}}, \quad G_{DQ} = \frac{v_{Nd0}}{v_{N0}} \frac{i_{q0}}{i_{dc0}} \\ G_{QD} &= \frac{v_{Nq0}}{v_{N0}} \frac{i_{d0}}{i_{dc0}}, \quad G_{QQ} = \frac{v_{Nq0}}{v_{N0}} \frac{i_{q0}}{i_{dc0}} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (21)$$

AVR については、(5)式と(7), (8)式より

$$\begin{aligned} &(K_{A2} x_{ad} + K_{A1} p x_{ad}) \Delta i_{fd} + (K_{A2} x_{ad} \\ &+ K_{A1} p x_{ad}) \Delta i_{kd} + (-K_{A1} x_{aq} \\ &+ K_{A2} p x_{aq}) \Delta i_{kq} - \{K_{A1} r_a + K_{A2} x_d \\ &+ K_{A1} p x_d\} \Delta i_d + \{K_{A1} x_q - K_{A2} r_a \\ &- K_{A2} p x_q\} \Delta i_q + (1 + p T_A) \Delta E_{fd} \\ &+ \{K_{A1} x_q i_{q0} + K_{A2} (E_{fd0} \\ &- x_d i_{d0})\} \Delta \omega = 0 \dots\dots\dots (22) \end{aligned}$$

但し、

$$K_{A1} = K_A \frac{v_{d0}}{v_{t0}}, \quad K_{A2} = K_A \frac{v_{q0}}{v_{t0}}$$

(5)式の1, 2, 4行目の式、(20)式の二つの式、(22)式と(9), (10)両式より ΔT_e を消去して得られる式、(11)式の2行目の式と(15)式の2行目の式より Δi_{dc} を消去して得られる式、合計八つの式より状態変数 Δi_{fd} , Δi_{kd} , Δi_{kq} , Δi_d , Δi_q , ΔE_{fd} , $\Delta \omega$, Δv_c に関する状態方程式が得られる。なお前記の転流重なりの影響を無視するときには、 $X_{c0}=0$, $R_c=0$, $\varphi=0$, $\sin \varphi_0=0$, $\cos \varphi_0=1$ となり、(4)式は $v_N = v_{dc}$ となり(19)式の代りに $K_\varphi=0$, $R_\varphi=0$, $X_\varphi=0$ を(20)式に代入する必要がある。

5. 解析例による検討

解析に用いたモデル系統のデータを第1表に示す。以下データは同期機容量(10KVA)を基準とした単位法にて表現し、特に記述のない限り第1表の値を用いる。まず転流重なりの影響を無視して、 $X_{c0}=0$, $R_c=0$ とし、また同期機の AVR は、動作させず $K_A=0$ として状態方程式の係数行列の固有値を求めた。代表根は共役複素数であり、サブシンクロナス自己励磁現象の振動に関するものである。これを、 $-\alpha_1 \pm j\omega_1$ とおき $f_1 = \omega_1/2\pi$ とする。

(1) 負荷コンダクタンス G の影響 第6図は直列リアクトルの抵抗 r_N をパラメータとして減衰定数 α_1 , 周波数 f_1 の計算結果を示す。図の横軸は負荷

第 1 表 モデル系統基準データ

Table 1. Model system data.

(同期機容量 10kVA ベース)			
同期機 $f_s=50\text{ Hz}$			
x_d	2.80	r_a	0.02
x_q	2.80	r_{kq}	0.075
$x_{d'}$	0.375	r_{kq}	0.075
$x_{d''}$	0.280	x_{al}	0.10
$x_{q'}$	0.528	$M=2H$	2.32s
$T_{d0'}$	1.47s	D	1.0pU
変圧器			
x_t	0.04	r_t	0.0
直流回路			
x_N	0.175	r_N	0.02
C_N	36.3	x_{co}	0.0
G	0~0.5pU	R_C	0.0
AVR			
K_A	50.0	T_A	0.10s

第 6 図 直列抵抗の影響

Fig. 6. Effect of series resistance r_N .

電力の大きさ $P_L = Gv_c o^2(\text{pu})$ である。

第 6 図より、 α_1 は $P_L = 0.25 \text{ pu}$ のときに極小となり、安定性は最も低くなる。また、周波数 $f_1 = f_e$ も $P_L \approx 0.2 \text{ pu}$ の近傍で極小となる。この負荷依存性の物理的意味は負荷コンダクタンス G の変化により、電気回路の固有周波数が変化し、これによって同期機の誘導発電機動作による等価負性抵抗 R_r/S の値が変化するためと考えられる。すなわち、第 4 図の等価回路において全直列インダクタンスを L 、全直列抵抗を R とすると α_1 および f_1 は次式で与えられる。

$$-\alpha_1 = -\frac{1}{2} \left(\frac{R}{L} + \frac{G}{C_N} \right) \dots \dots \dots (23)$$

$$f_1 = f_e = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC_N} - \frac{1}{4} \left(\frac{R}{L} - \frac{G}{C_N} \right)^2} \dots \dots \dots (24)$$

また、全直列抵抗 R は次式で表わされる。

$$R = r_a + r_t + r_N + \frac{f_e - f_0}{f_e} R_r \dots \dots \dots (25)$$

(23), (24) 式より負荷コンダクタンス G の変化により周波数 f_e が変化し、これにより R の値が変化して α_1 の値が変化することがわかる。

(2) 直列リアクトルの抵抗値 r_N の影響 第 6 図より直列リアクトルの抵抗 r_N により自己励磁現象の減衰定数 α_1 は大きく変化し、 r_N の値が大きいくほど安定側に移動する。これは上記の (23) 式と (25) 式により説明できる。また、 $r_N = 0 \sim 0.05$ の範囲内で r_N の変化による周波数 f_1 の変化は小さい。

(3) ダンパ回路抵抗 r_{kq} の影響 第 7 図に同期機の q 軸ダンパ回路抵抗 r_{kq} の値をパラメータとして変化させた場合の計算結果を示す。この場合も $X_{co} = 0$, $R_c = 0$, $K_A = 0$ とし、また、直列リアクトルの抵抗 $r_N = 0$ とした。第 7 図より周波数 f_1 は r_{kq} の値が大きくなるほど低下している。減衰定数 α_1 は $r_{kq} = 0.025 \sim 0.075 \text{ pu}$ の範囲内では変化が小さいが、 $r_{kq} = 0.10 \text{ pu}$ になると不安定側に大きく移動している。 r_{kq} の値が大きくなると回転子抵抗 R_r も大きくなると考えられるので、上記の $r_{kq} = 0.075 \text{ pu}$ から 0.10 pu に変化したときの α_1 の変化は (23) 式と (25) 式により説明できる。

(4) 並列コンデンサのキャパシタンス C_N の影響

第 8 図に C_N の値をパラメータとして変化させた場合を示す ($r_N = 0$, $X_{co} = 0$, $R_c = 0$, $K_A = 0$)。 C_N の値が小さくなると周波数 $f_1 = f_e$ は高くなり、また減衰定数は安定側に移動する。これは前記の (23) ~ (25) 式より説明できる。第 8 図には、また直列リアクトルのインダクタンス $x_N = 0.35 \text{ pu}$ とした場合を併記した。

$x_N = 0.175 \text{ pu}$ の場合と比較して、周波数 f_1 は約 $1 \sim 2 \text{ Hz}$ 低下し、 α_1 の変化は小さい。

(5) R_c および X_{co} の影響 転流重なりの影響

第 7 図 q 軸ダンパ回路抵抗の影響Fig. 7. Effect of damper circuit resistance r_{kq} .

第 8 図 並列キャパシタンスおよび直列インダクタンスの影響

Fig. 8. Effect of shunt capacitance C_N and series inductance x_N .

第 9 図 等価リアクタンス X_{co} の影響

Fig. 9. Effect of equivalent reactance X_{co} .

を考慮するため、 R_c および X_{co} の値をパラメータとして変化させた場合を第 9 図に示す ($r_N=0$, $K_A=0$)。ここで、 R_c は $R_c=(3/\pi)X_{co}$ なる値を与えた。周波数 f_1 は $X_{co}=0\sim0.05$ pu の範囲内で R_c および X_{co} の値による変化が小さい。しかし、減衰定数 α_1 は R_c および X_{co} の値により大きく変化する。

(6) AVR 利得 K_A の影響 同期機の AVR 動作を考慮し、利得 K_A をパラメータとして変化させた場合を第 10 図に示す。この場合 $r_N=0$, $X_{co}=0.01$, $R_c=0.01$ とした。第 10 図より AVR 利得 K_A を大きくすると、減衰定数 α_1 は不安定側に移動し、周波数 f_1 は高くなる傾向がある。

第 10 図 AVR 利得の影響 ($X_{co}=0.01$, $r_N=0$)

Fig. 10. Effect of AVR gain K_A .

6. 実験結果との対応

前記の第 1 表のデータにて第 2 図の系統を構成して実験した。なお実験の都合上、同期機の AVR は動作させている。実験の結果得られた主要な点は、次のとおりである。

(1) 無負荷では、自己励磁現象は発生しなかったが、負荷を増加させると $P_L=0.1\sim0.2$ pu 以上の領域

V_{AB} : 同期機端子電圧 (AB 相), I_A : 同期機電機子電流 (A 相)
 I_{fd} : 同期機界磁電流, E_{fd} : 同期機界磁電圧
(a) $x_N=0.175$, $C_N=36.3$ (b) $x_N=0.35$, $C_N=18.2$

第 11 図 自己励磁現象発生時の電流電圧波形
Fig. 11. Experimental results of the subsynchronous self-excitation.

(a)

(b)

(c)

I_{DC} : 直列リアクトル電流 (他の記号は第 11 図と同様)

(a) $P_L = 0.15$ pu (安定) (b) $P_L = 0.4$ pu (不安定)

(c) $P_L = 0.6$ pu (安定)

第 12 図 自己励磁現象の負荷依存性を示す実験結果

Fig. 12. Experimental results showing load dependence of the subsynchronous self-excitation.

で自己励磁による定常的な振動が観測され(第 11 図), 振動周波数は前記の計算結果とほぼ一致する値となっている。

(2) 並列コンデンサキャパシタンス C_N を $1/2$, 直列リアクトルインダクタンスを 2 倍とすると, 第 11 図(b)に示すように振動周波数 f_e は約 7Hz から約 11Hz に上昇する。これは, 第 8 図の計算結果により説明できる。

(3) 実験に用いた同期機の AVR は, 前記の一次遅れモデルで等価表現できるほど簡単ではない。しかし AVR 利得を増大させると自己励磁現象が発生しやすくなる傾向があり, これは第 10 図の計算結果に対応すると考えられる。

(4) 負荷変化に対する自己励磁現象の依存性を第 12 図に示す。 $P_L = 0.15$ pu のとき安定であるが, $P_L = 0.4$ pu のとき自己励磁現象が発生し($f_e \approx 9$ Hz) 不安定となった。しかし, 負荷をさらに増加させて $P_L = 0.6$ pu とすると再び安定となっている。

この実験結果は, 前記の減衰定数 α_1 の負荷依存性(第 6 図～第 10 図)を裏づけるものと考えられる。

7. むすび

モデル系統における固有値解析の結果から直流系統のサブシンクロナス自己励磁現象について, 下記の特性が明らかとなった。

(1) 直列抵抗 r_N の値により, 安定性が大きく変化し, r_N の値が小さいほど不安定側となる。

(2) 同期機のダンパ回路抵抗 r_{sq} の値が大きい領域で安定性が低下する。

(3) 直流回路の並列キャパシタンス C_N の値が大きくなると, 振動周波数は低くなり, 安定性も低下する。

(4) 負荷の大きさにより安定性が変化する。これは直列コンデンサ補償系統の場合に, 自己励磁現象の安定限界が負荷によってほとんど変化しない⁽⁸⁾ことと対照的である。本論文の例では, 負荷がある値をとるとき, 安定性が極小となり, その付近で振動周波数も極小となる。この負荷依存性は実験により確認された。

(5) 整流器の転流重なりの影響を考慮するための抵抗 R_c およびリアクタンス X_{co} の値により安定性が大きく変化する。これを無視して $R_c = 0, X_{co} = 0$ とした場合, 一般に前記の安定判別手法による解析結果は実験結果よりも不安定側の結果を与える。 R_c および X_{co} の値は理論的に定めることは困難であり, 実験やフィールドにおける実測データの集積によって定められるであろう。

(6) 同期機 AVR の利得を大きくすると, 自己励磁現象の安定性は低下する。

本論文で提案した直流系統のサブシンクロナス自己励磁現象の解析手法は, 解析例について実験結果との対応が成立っていることから, 自己励磁現象の安定性が各種のパラメータにより変化する様相をかなりの程度まで正しく予測できると考えられる。但し, この解析手法は固有周波数が基本周波数よりも十分低い場合についてのみに成立すると考えられ, この点で限界がある。

最後に今後の問題点についてふれる。本論文では前記したようにダイオード整流器を対象として考え, 交

直変換器の制御系を無視している。サイリスタを用いて制御を行なう場合、超高压直流送電系統や非常用電源系統の場合⁽⁹⁾のように定電力制御を行なうと、 $\Delta P = I_0 \Delta V + V_0 \Delta I = 0$ であるから $\Delta V / \Delta I = -(V_0 / I_0)$ となり、等価的に負性抵抗効果をもつ。従って、自己励磁現象に対する安定性が定電力制御を行なわない場合よりも低下することが考えられる。

次に、自己励磁現象の振動が減衰する場合であっても、その周波数 f がタービン軸系のねじれ振動の固有周波数 f_m に一致する場合には、直列コンデンサ補償系統の SSR 現象に類似した軸系のねじれ振動の励起を生じる危険性も考えられる。本論文がこれらの問題をふくめて同期機と直流系統のシステム設計、特に自己励磁現象の検討のために資するところあれば幸いである。

末尾ながら、実験にご協力いただいた三菱電機の関係各位に深く謝意を表します。

(昭和 54 年 1 月 22 日受付, 54 年 6 月 19 日再受付)

文 献

- (1) L. A. Kilgore, L. C. Elliot & E. R. Taylor: "The Prediction and Control of Self-Excited Oscillations due to Series Capacitors in Power Systems," *IEEE Trans. Power Apparatus Syst.* **PAS-90**, p. 1305 (1971)
- (2) 加藤・上村・小向: 「直列コンデンサ補償系統におけるタービン発電機の軸ねじれ共振現象」電学誌 **97**, 789 (昭 52-9)
- (3) "Analysis and Control of Subsynchronous Resonance" 76 CH 1066-O-PWR, *IEEE PES Winter Meeting* (1976)
- (4) H. A. Peterson & P. C. Krause, "A Direct and Quadrature Axis Representation of a Parallel AC and DC Power System," *IEEE Trans. Power Apparatus Syst.* **PAS-85**, p. 210 (1966)
- (5) P. C. Krause & D. P. Carrol: "A Hybrid Computer Study of a DC Power System," *IEEE Trans. Power Apparatus Syst.* **PAS-87**, p. 970 (1968)
- (6) D. P. Carrol & P. C. Krause: Stability Analysis of a DC Power System, "*ibid.* **PAS-89**, p. 1112 (1970)
- (7) J. W. Klein, et al.: "Dynamic Stability Assessment Model of a Parallel AC-DC Power System," *ibid.* **PAS-96**, p. 1296 (1977)
- (8) H. M. Rustebakke & C. Concordia: "Self-Excited Oscillations in a Transmission System Using Series Capacitors," *ibid.* **PAS-89**, p. 1504 (1970)
- (9) 熊野・伊与田・木下: 昭 53 電学会全大 No. 568

付 録

交流・直流電気量の基準値 まず、直流の電力基準値 (kW) を交流の電力基準値 (kVA) に等しく選ぶ

$$kW_{BASEdc} = kVA_{BASEac} \dots\dots\dots (付 1)$$

直流の電圧・電流の基準値を v_{BASEdc} , i_{BASEdc} , 対応する交流の基準値を v_{BASEac} (対地電圧ピーク値), i_{BASEac} (相電流ピーク値) とおくと,

(付 1) 式より

$$v_{BASEdc} \cdot i_{BASEdc} = \frac{3}{2} v_{BASEac} \cdot i_{BASEac} \dots\dots\dots (付 2)$$

次に電圧については、文献(4)より

$$v_{BASEdc} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} v_{BASEac} = 1.65 v_{BASEac} \dots\dots\dots (付 3)$$

(付 2) と (付 3) より

$$i_{BASEdc} = \frac{\pi}{2\sqrt{3}} i_{BASEac} = 0.907 i_{BASEac} \dots\dots\dots (付 4)$$

インピーダンスの基準値は(付 3), (付 4) 式より

$$z_{BASEdc} = \frac{v_{BASEdc}}{i_{BASEdc}} = \left(\frac{3\sqrt{2}}{\pi} \right)^2 \frac{v_{BASEac}}{i_{BASEac}} = 1.82 z_{BASEac} \dots\dots\dots (付 5)$$