SVC 補償くし形系統における電圧振動モードの安定性に関する検討

正員 垣 本 直 人 (京都大学)
 正員 永 井 岳 志 (京都大学)
 正員 中 村 貢 (京都大学)

Stability of Voltage Oscillation Mode in Longitudinal Power System with SVC

Naoto Kakimoto, Member, Takeshi Nagai, Member, Mitsugu Nakamura, Member (Kyoto University)

In this paper, we investigate a stability of voltage oscillation modes in longitudinal power systems equipped with static var compensators (SVC). These modes are usually stable, so they do not appear without external force. The conventional harmonic resonance is a phenomenon in which an oscillation mode is excited with a harmonic source. Hence, it is solved by removing the source with a harmonic filter. For this reason, a SVC is equipped with several filters. However, there is a possibility where an oscillation mode itself becomes unstable. If a mode is unstable, it can have a large amplitude without any harmonic source. Since it needs no harmonic source, its frequency is not limited to a harmonic frequency, but can have any value. The harmonic instability in direct-current transmission systems, is an example of such phenomena. PLL(phase locked loop) is considered to be effective to suppress the harmonic instability by SVC. However, no theoretical reason has been shown, yet. This paper clarifies the effectiveness of PLL based on a stability condition for the voltage oscillation modes. Frequency responses of a thyristor controlled reactor (TCR), a component of SVC, are largely influenced by existence of PLL. If PLL exists, the stability condition is always satisfied, and all modes are stable. Lastly, we perform numerical simulations to show the validity of our investigation.

キーワード : SVC, くし形系統, 電圧振動モード, 安定性

1. はじめに

電力系統の基幹系には直流送電や静止形無効電力補償装置 (SVC) などパワーエレクトロニクスを応用した機器が導入されている。これらの機器は高調波を出すため、異常電圧の発生がしばしば問題となる。直流送電による高調波については既に多くの検討がある⁽¹⁾⁽²⁾。SVCについても1977年の導入以来、いくつかの検討がなされている^{(3)~(12)}。地中ケーブルや並列コンデンサの設置により高調波共振の起きる機会が増えつつあり、SVCのモデル、高調波の分布、共振周波数などについて検討がなされている。

高調波が問題となるのは、通常、基本波の整数倍にあたる周波数である。従来の検討では、これらの周波数におけるSVCの等価回路の作成、およびそれに基づく高調波共振の解析が主であった。等価回路には、各調波ごとに定電流源で表すもの⁽³⁾、電圧源と等価アドミタンスを直列接続するもの⁽⁴⁾、電流源と等価アドミタンスを並列接続するもの⁽⁵⁾、などがある。これらの等価回路により、高調波の分布

や共振条件を調べることができる。正弦波電圧の下でSVCの出す高調波電流が奇数調波のみであることからすれば妥当な扱いといえる。SVCからの高調波を抑制するには、これらの調波に対するフィルタを設けるのが有効である⁽⁶⁾。最近では、等価回路を介さず、SVCを詳細にモデル化し、EMTP (ElectroMagnetic Transients Program)などで電圧電流波形を直接、解析することも行なわれる^{(8)~(11)}。

本論文では、SVCがくし形系統における電圧振動モードの安定性に及ぼす影響を検討する。電圧振動モードは送電線のインダクタンスと並列コンデンサのキャパシタンスの相互作用により生じるものであり⁽⁷⁾、系統にはいくつかの振動モードが存在する。通常、これらのモードは漸近安定であり、外部励振がなければ現れない。従来の高調波共振は、あるモードが高調波源により励振されて一定の振幅をもつ現象であると解釈できる。したがって高調波フィルタにより高調波源を取り除くことで解消することができる。この観点からSVCにも必要に応じて高調波フィルタが設置される⁽⁶⁾。一方、電圧振動モードそのものが不安定になる

可能性もある。もし、あるモードが不安定になると、高調波源がなくても大きな振動が生じる。また、高調波源を必要としないため、整数次高調波だけでなく任意の周波数で起きる可能性がある。直流送電における高調波不安定性⁽²⁾はこのような現象の一つであると考えられる。SVCについては文献⁽¹²⁾にPLL(Phase Locked Loop)が高調波不安定性に対して有効であると記述されている。しかし、その理由に対する理論的な検討はまったくなされていない。本論文では、電圧振動モードの安定性に基づいてPLLの有効性を明らかにする。まず、電圧振動モードの固有値からモードの安定条件を導く。つぎに、SVCを構成するサイリスタ制御リアクトル(TCR)の周波数特性を調べる。PLLがないとTCRのコンダクタンスがある周波数範囲で負になって振動モードが不安定になるのに対し、PLLをつけるとコンダクタンスがすべての周波数で正または零となり振動モードは安定になる。負荷の影響についても調べる。最後に、数値シミュレーションにより、PLLの有無による振動モードの安定性を調べ、理論の妥当性を検証する。

以下、第2章では対象系統とその電圧振動モード、第3章ではSVCの概要とその周波数特性について述べる。第4章ではモードの安定性とTCRの関係を明らかにし、第5章では数値シミュレーションによりその妥当性を示す。

2. 基礎方程式

〈2・1〉 対象系統 図1に対象とするくし形系統を示す。基幹となる連系線が左右に延びている。連系線には一定区間ごとに母線があり、負荷を表すコンダクタンス g と電圧を一定に保つ並列コンデンサ y がつながっている。負荷は連絡線により発電機 $G_2 \sim G_{n-1}$ から供給される。連系線一区間のインピーダンスを $r+jx$ 、発電機の昇圧用変圧器と連絡線のインピーダンスを r_g+jx_g とする。送電線の静電容量は y に含める。定常状態における母線電圧は1puとする。単位法の基準は1000MVA, 500kVである。

図1: くし形系統

Fig.1. Longitudinal power system.

いま、発電機 G_1 から G_n への輸送量を $P_i(\text{pu})$ とする。送電線抵抗を無視すると、母線電圧を1puに保つのに必要な y の量は次式で与えられる。

$$y = \frac{2}{x}(1 - \cos \delta) + \frac{1}{x_g}(1 - \cos \delta') \quad (1)$$

ただし、 δ, δ' は各連系線、連絡線における位相の開きである。

$$\delta = \sin^{-1}(P_i x), \quad \delta' = \sin^{-1}(g x_g) \quad (2)$$

〈2・2〉 解析モデル 対象系統は三相回路であるが、完全に平衡しているものとし、一相分のみを考える。簡単のため、発電機 $G_i(i=1 \sim n)$ は定電圧源 e_i で表し、内部インピーダンスは無視する。母線 $i(i=2 \sim n-1)$ ではキルヒホッフの電流則が成り立つ。すなわち、

$$i_{i-1} + i'_i = i_i + i_{ci} + i_{gi} \quad (3)$$

i_i は母線 i から $i+1$ に流れる電流、 i'_i は発電機 G_i から母線 i へ流れる電流、 i_{ci} はコンデンサ C の電流、 i_{gi} はコンダクタンス g の電流である。各電流の時間変化は

$$L \frac{di_i}{dt} = v_i - v_{i+1} - r i_i \quad (4)$$

$$L_g \frac{di'_i}{dt} = e_i - v_i - r_g i'_i \quad (5)$$

$$i_{ci} = C \frac{dv_i}{dt} \quad (6)$$

$$i_{gi} = g v_i \quad (7)$$

により記述できる。 v_i は母線 i の電圧、 L, L_g は連系線1区間および連絡線のインダクタンスである。電源電圧 e_i は

$$e_1 = \sin\{2\pi f_o t + (n-1)\delta\}$$

$$e_i = \sin\{2\pi f_o t + (n-i)\delta + \delta'\} \quad (i=2 \sim n-1)$$

$$e_n = \sin(2\pi f_o t) \quad (8)$$

とする。ただし、電源周波数 f_o は60Hz、 δ, δ' は(2)式の値とする。位相の基準は e_n である。発電機端子にも負荷を考えるのが自然であるが、(3)~(8)式の下では母線 i の電圧電流に影響を及ぼさない。

〈2・3〉 電圧振動モード (3)式に L を乗じて微分し、(4)~(7)式を代入すると、

$$LC \frac{d^2 v_i}{dt^2} + (gL + rC) \frac{dv_i}{dt} - v_{i+1} + k v_i - v_{i-1} = \alpha e_i + (r - \alpha r_g) i'_i \quad (9)$$

が得られる。ただし、

$$k \equiv 2 + \alpha + r g, \quad \alpha \equiv L/L_g = x/x_g$$

(9)式右辺第2項は送電線抵抗に関する項であるが、送電線抵抗の影響は左辺第2項の r により検討できるので、簡単のため $r = \alpha r_g$ とし、右辺第2項は無視する。

(9)式を行列の形で示すと

$$LC \frac{d^2 v}{dt^2} = -A v - (gL + rC) \frac{dv}{dt} + e \quad (10)$$

となる。ただし、 A は $(n-2) \times (n-2)$ 行列、 v, e は $(n-2)$ 次元ベクトルであり、

$$A \equiv \begin{bmatrix} k & -1 & & & \\ -1 & k & -1 & & \\ & -1 & k & -1 & \\ & & \dots & \dots & \dots \\ & & & -1 & k & -1 \\ & & & & -1 & k \end{bmatrix} \dots (11)$$

$$v \equiv [\dot{v}_2, \dot{v}_3, \dots, \dot{v}_{n-1}]'$$

$$e \equiv [\alpha \dot{e}_2 + \dot{e}_1, \alpha \dot{e}_3, \dots, \alpha \dot{e}_{n-1} + \dot{e}_n]'$$

である。この系には $(n-2)$ 個の電圧振動モードがあり、その固有値 λ_i は

$$\lambda_i = \sigma_i \pm j2\pi f_i, \quad (i = 1, \dots, n-2) \dots (12)$$

により与えられる⁽⁷⁾。ただし、

$$\sigma_i = -\frac{gL + rC}{2LC} \dots (13)$$

$$f_i \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{2 + \alpha - 2 \cos\left(\frac{i}{n-1}\pi\right)} \dots (14)$$

である。 f_i の右辺は $r = g = 0$ としたときの値である。なお、(9) 式右辺第2項を考慮するには、(13) 式の rC を

$$\frac{1}{(2\pi f_i)^2} \left[\frac{r}{L} \left\{ 2 - 2 \cos\left(\frac{i}{n-1}\pi\right) \right\} + \frac{\alpha r g}{L_g} \right] (\geq 0)$$

で置き換えればよい。固有ベクトル ξ_i は

$$\xi_{ij} = \sin\left\{ \frac{i(j-1)\pi}{n-1} \right\}, \quad (j = 2, \dots, n-1) \dots (15)$$

で与えられる。ただし、 ξ_{ij} は母線 j に対する要素である。図2にモード1, 2の形を示す。ただし、 $n = 10$ 。

図2: 固有ベクトルの形
Fig.2. Shapes of eigenvectors.

図3は、母線5からみた系統アドミタンスの周波数特性である。ただし、 $n = 10$, $r = g = 0$ pu, $x = 0.063$ pu, $\alpha = 1/3$, $P_t = 0.16784/x$ pu であり、発電機端子は接地する。コンダクタンスは零である。サセプタンスは周波数

240.0, 318.9, 411.3, 502.0, 583.2, 650.4, 700.3, 731.1 Hz において零となる。この反共振周波数はすべての母線でおなじ値であり、かつ(14)式による値と一致する。すなわち、電圧振動モードは反共振点に対応している⁽¹³⁾。

図3: 系統アドミタンスの周波数特性
Fig.3. Frequency responses of system admittance.

3. SVCの特性

〈3・1〉 SVCの概要 図4に静止形無効電力補償装置(SVC)の構成を示す。SVCは、並列コンデンサ C と並列にサイリスタ制御リアクトル(TCR)を置き、リアクトル L_r の通過電流をサイリスタにより制御するものである。フィルタはTCRによる高調波電流を吸収するためのものであり、主要な高調波に対して設置する。

図4: 静止形無効電力補償装置(SVC)
Fig.4. Static Var compensator.

TCRの動作は次式により記述される。

$$\begin{aligned} \frac{di_r}{dt} &= \frac{v}{L_r} : \text{サイリスタ導通時} \\ &= 0 : \text{サイリスタ停止時} \dots (16) \end{aligned}$$

v, i_r はTCRの電圧、電流である。サイリスタは単純なスイッチで表す。リアクトルおよびサイリスタの抵抗は無視しても差し支えない。

図5に正弦波電圧を加えたとき、TCRに流れる電流波形を示す。ただし、電圧の振幅1pu、周波数60Hz、TCRの容量1pu ($L_r = 1/120\pi$ pu) とする。サイリスタの点弧は零点検出法により行なう⁽⁸⁾。すなわち、電圧の零点を検出してから、点弧角 ϕ で点弧する。点弧系における時間遅

図 5: TCR の電圧電流

Fig.5. Voltage and current of TCR.

れは無視する。 ϕ は一定とし、電圧制御は考えない。図では $\phi = 110^\circ$ である。点弧角により SVC のリアクタンスを変えることができる。点弧角を 180° とすればリアクトルに電流が流れず、従来の並列コンデンサと等価になる。TCR の電流波形は歪んでおり、高調波を含む。上図では、基本波電流 0.570pu に対し、第 3, 5, 7, 11, 13, 15 調波が $0.120, 0.050, 0.017, 0.006, 0.007, 0.005\text{pu}$ となる。偶数調波は含まない。三相回路で、TCR を Δ 結線すると、 $6i \pm 1$ 次高調波 (i : 自然数) のみが系統に流れる。さらに、TCR を二分割し 12 パルス運転すれば、 $12i \pm 1$ 次高調波のみが残る⁽⁹⁾⁽¹¹⁾。これらの調波に対してフィルタを設置すれば、TCR の高調波はほぼ除去できる。

〈3・2〉 TCR の等価アドミタンス 図 4 のように、TCR を電圧源により駆動する。TCR を図 1 の母線に接続したときの電圧振動モードの安定性を考えるため、電圧源の電圧 v には基本波 (周波数 f_0) のほかに周波数 f の成分 (電圧振動モード) が重畳しているものとする。すなわち、

$$v = v_0 \sin 2\pi f_0 t + v_f \sin(2\pi f t + \theta) \quad (17)$$

とする。ただし、 v_0 は基本波の振幅、 v_f, θ は重畳成分の振幅、位相である。このとき、TCR に流れる電流 i_f は f のほかに $2mf_0 \pm f$ (m : 整数) の周波数成分を含む。したがって、TCR を図 1 の母線につなぐと、これらの成分が系統に流れこみ、それに対応した電圧成分が母線に現れる。図 3 のように、電圧振動モードは系統アドミタンスの反共振点にあるため、周波数 f の電流成分により母線には大きな電圧が生ずる。しかし、ほかの周波数ではごく小さな電圧しか現れないため、それらの影響は無視できる。これは、後述するシミュレーション結果により確認できる。

TCR の電流 i_f における周波数 f の成分を

$$i_f = i_{f1} \sin(2\pi f t + \theta) + i_{f2} \cos(2\pi f t + \theta) \quad (18)$$

とする。ただし、 i_{f1}, i_{f2} : 重畳電圧成分と同相および 90° 進相の電流成分。TCR の周波数 f における等価アドミタンス $y(f)$ は次式により定義される。

$$y(f) = g(f) + jb(f)$$

$$\equiv (i_{f1} - i_{f1}^0)/v_f + j(i_{f2} - i_{f2}^0)/v_f \quad (19)$$

ただし、 $g(f), b(f)$: 周波数 f におけるコンダクタンスおよびサセプタンス。 i_{f1}^0, i_{f2}^0 は、電源電圧が基本波のみ ($v_f = 0$) のときの電流成分を表す。

TCR の等価アドミタンス g, b は、重畳電圧 v_f が十分小さければ、次式により表すことができる⁽¹⁴⁾。

1) $h \equiv f/f_0$ が整数でないとき

$$g = G(h, \phi) \quad (20)$$

$$b = B(h, \phi) \quad (21)$$

2) h が整数のとき

$$g = G(h, \phi)(1 - \cos 2\theta) \quad (22)$$

$$b = B(h, \phi) + G(h, \phi) \sin 2\theta \quad (23)$$

関数 G, B はサイリスタの点弧法によって異なり、

1) 零点検出法

$$G(h, \phi) = \frac{2}{\pi h^2 \omega_0 L_r} \sin^2 h(\pi - \phi) + \frac{2}{\pi h \omega_0 L_r} \sin \phi \sin h(\pi - \phi) \cos h\pi \quad (24)$$

$$B(h, \phi) = -\frac{2(\pi - \phi)}{\pi h \omega_0 L_r} + \frac{1}{\pi h^2 \omega_0 L_r} \sin 2h(\pi - \phi) - \frac{2}{\pi h \omega_0 L_r} \sin \phi \sin h(\pi - \phi) \sin h\pi \quad (25)$$

2) 基本波による点弧

$$G(h, \phi) = \frac{2}{\pi h^2 \omega_0 L_r} \sin^2 h(\pi - \phi) \quad (26)$$

$$B(h, \phi) = -\frac{2(\pi - \phi)}{\pi h \omega_0 L_r} + \frac{1}{\pi h^2 \omega_0 L_r} \sin 2h(\pi - \phi) \quad (27)$$

となる。ただし、 $\omega_0 = 2\pi f_0$ 。基本波による点弧は、電源電圧の基本波に基づいてサイリスタを点弧する。 g, b は、 $h = f/f_0$ が整数か否かで表現が異なる。整数なら重畳電圧の位相 θ に依存するが、それ以外では h と点弧角 ϕ のみの関数である。なお、文献⁽¹⁴⁾で⁽²⁴⁾式第2項と⁽²⁵⁾式第3項の分子 2 を $2v_0$ としているのは誤りである。

図 6 に TCR 等価アドミタンスの周波数特性を示す。TCR の容量は 1pu ($L_r = 1/120\pi \text{pu}$)、点弧角 ϕ は 110° である。整数次高調波で不連続な変化がみられる。上図では $\theta = 0$ としている。サセプタンスは点弧法によらず、すべての周波数で負 (誘導性) となる。コンダクタンスも基本波による点弧ではすべての周波数で正または零となる。これは⁽²⁶⁾式

の形から明らかである。しかし、零点検出法では240, 420, 480, 600, 660Hzの近傍でコンダクタンスが負になる。これは(24)式の第2項によるものである。この項は重畳電圧成分によりサイリスタの点弧時刻が変動することから生ずる。(b)図のように、240Hz近傍を拡大すると、コンダクタンスは216~266Hzで負になる。

図6: TCRの周波数特性 ($\phi = 110^\circ$)

Fig.6. Frequency responses of TCR ($\phi = 110^\circ$).

4. 電圧振動モードの安定性

〈4・1〉 並列コンデンサ補償系統 まず、図1の並列コンデンサ補償系統を考える。電圧振動モード i の安定性は、(13)式 σ_i の符号によって決まる。 σ_i が負または零ならばモードは安定、正ならば不安定である。いま、モードが安定になる条件を(13)式より求めると

$$g \geq -\frac{rC}{L} \quad (28)$$

が得られる。送電線の抵抗 r 、インダクタンス L 、および並列コンデンサのキャパシタンス C が正であることから、(28)式右辺は負である。他方、左辺にある負荷のコンダクタンス g は正または零である。これより、(28)式が満たされ、すべての電圧振動モードは安定となる。なお、 g の値が母線により異なる場合は、(28)式の g を

$$g = \sum_{j=2}^{n-1} g_j \xi_{ij}^2 / \sum_{j=2}^{n-1} \xi_{ij}^2 \quad (29)$$

とおけばよい⁽¹⁵⁾。ただし、 g_j は母線 j におけるコンダクタンスを示す。

〈4・2〉 SVC補償系統 つぎに、図1の並列コンデンサ全てにTCRを付加したSVC補償系統を考える。周波数 f の電圧振動モードを考えると、各母線の電圧 v_i は

$$v_i = v_{oi} \sin(2\pi f_o t + \psi_i) + v_{fi} \sin(2\pi f t + \theta) \quad (30)$$

と表せる。ただし、 $i = 2, \dots, n-1$ 。 v_{oi}, ψ_i は基本波電圧の振幅と位相、 v_{fi}, θ は電圧振動モードの振幅と位相である。 $h = f/f_o$ が非整数ならば、TCRの等価アドミタンスは基本波電圧の振幅、位相によらない。簡単のため、 g, b は(20),(21)式で表されるものとする。

まず、TCRの容量および点弧角がすべて等しいとする。(28)式左辺の g には負荷だけでなく、TCRのコンダクタンスが入る。すなわち、

$$g = g_{load} + g_{tcr} \quad (31)$$

ただし、 g_{load}, g_{tcr} はそれぞれ負荷、TCRのコンダクタンスを表す。負荷については、常に

$$g_{load} \geq 0 \quad (32)$$

が成り立つ。しかし、TCRについては、サイリスタの点弧法により異なる。サイリスタを電圧の基本波により点弧する場合は、すべての周波数で

$$g_{tcr} \geq 0 \quad (33)$$

となることが(20),(22),(26)式により保証される。したがって、(31)~(33)式から(28)式が常に満たされ、すべての電圧振動モードが安定となる。他方、零点検出法によりサイリスタを点弧する場合は、図6のようにコンダクタンスが負になることがある。いま、最も不安定になりやすい例として、無負荷、送電線抵抗零、すなわち

$$g_{load} \rightarrow 0, \quad r \rightarrow 0$$

を考えると、(28)式は(33)式に等しくなる。このとき、

$$g_{tcr} < 0 \quad (34)$$

となる周波数範囲では(28)式が成り立たなくなり、その範囲にある電圧振動モードは不安定になる。

つぎに、母線によりTCRの容量や点弧角が異なると、TCRのコンダクタンスも母線により異なってくる。しかし、このときも負荷のコンダクタンスと同様、(29)式により g を評価できる。基本波により点弧すると、(33)式がTCRの容量や点弧角に関係なく成り立つため、電圧振動モードはすべて安定となる。

図7は、図1の系統における G_1 から G_n への輸送量と電圧振動モードの周波数の関係を(14)式により求めたもので

ある。ただし、発電機数を 10, $r = g = 0$ pu, $x = 0.063$ pu, $\alpha = 1/3$ とする。並列コンデンサの y は (1) 式によるものとし, $C = y/120\pi$ とする。図より、輸送量が増えるとモードの周波数は下がってくる。零点検出法では、TCR のコンダクタンスは 216~266Hz で負になる (図 6(b) 参照)。モード 1 の周波数がこの範囲にある輸送量を求めると

$$0.152/x \leq P_t \leq 0.186/x \quad \dots\dots\dots (35)$$

である。これより、輸送量が上式の範囲にあるとき、モード 1 が不安定になることが予想される。

図 7: 輸送量と固有周波数の関係

Fig.7. Relation between transmission power and natural frequencies.

〈4・3〉 PLL 付き TCR サイリスタの点弧を電圧の基本波に同期させる方法として、PLL(Phase Locked Loop) が一般に用いられている⁽¹²⁾。図 8 に PLL 回路の構成を示す⁽¹⁶⁾。まず、電源電圧 v と電圧制御発振器 (VCO) の出

図 8: PLL 回路

Fig.8. PLL circuit.

力 $v_c \equiv \cos \theta$ を掛け、両者の位相差を検出する。ループフィルタは低域通過フィルタであり、不要な高調波成分や雑音を除去する。VCO の発振周波数はループフィルタの出力 $u(t)$ により決まり、

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_o + Ku(t) \quad \dots\dots\dots (36)$$

である。ただし、 K は VCO の角周波数変調感度を表す。いま、VCO の出力 v_s を $v_s \equiv \sin \theta$ とすれば、 v_s は v の基本波に同期した信号となる。

図 9 は、 v_s の零点を基準にしたときの TCR の周波数特性を数値シミュレーションで求めた結果である。計算方法は、(16), (36) 式およびループフィルタの微分方程式をルンゲクッタ法で数値積分し、高速フーリエ変換 (FFT) により周波数成分を求める。ただし、積分幅を $1/2^{15}$ 秒、積分時間を 2 秒とし、FFT には後半 1 秒の電流値を使用した。TCR の容量は 1pu ($L_r = 1/120\pi$)、PLL 回路の定数は $T_1 = 1/6\pi$, $T_2 = 1/60\pi$, $K = 40$ とする。60Hz 近傍にループフィルタの位相特性による乱れが少しあるが、すべての周波数で (26), (27) 式とよく一致しており、基本波に同期してサイリスタが点弧されていることが確認できる。

図 9: PLL 付き TCR の周波数特性

Fig.9. Frequency responses of TCR with PLL.

5. シミュレーションによる確認

〈5・1〉 計算条件 対象系統の並列コンデンサをすべて SVC で置き換える。発電機数は 10 である。連系線は TACSR810mm²×4 導体で 1 区間 100km 2 回線, $r = 0.002105$ pu, $x = 0.063$ pu とする。連絡線は $r_g = 3r$, $x_g = 3x$ とする。母線は無負荷, $g = 0$ とする。輸送量 P_t は $0.16784/x$ pu とし、(35) 式の範囲内に選ぶ。並列コンデンサの C は (1) 式から求める。TCR の容量はすべて 0.2pu とし、 $L_r = 1/(0.2 \times 120\pi)$ とする。すべての SVC に 3, 5, 7, 9, 11, 13 次の高調波フィルタを設ける。ただし、

$$\omega_o L_{fh} = 10, \quad h\omega_o = \frac{1}{\sqrt{C_{fh} L_{fh}}} \quad \dots\dots\dots (37)$$

$h = 3 \sim 13$ とする。一相分のみ扱うため、3, 9 次フィルタを考慮する。(3)~(8), (16) 式および高調波フィルタ、PLL 回路を表す式をルンゲクッタ法で数値積分する。積分幅は $1/2^{15}$ 秒、積分時間は 10 秒とする。

〈5・2〉 計算結果 まず、PLL 回路がついていない場合を考える。図 10 に、SVC 補償系統において、すべての SVC を $\phi = 110^\circ$ で動作させ、母線電圧と TCR 電流の波形を数値シミュレーションにより求めた結果を示す。時刻 9.96~9.99 秒の波形である。図 5 との比較のため、TCR 電流を 5 倍している。図から明らかなように、母線 5 の

電圧には基本波以外の周波数成分が重畳している。時刻 9~10 秒の電圧波形を FFT により解析すると、60Hz 成分が 0.9843pu、242Hz 成分が 0.3861pu である。同様に各母線における 242Hz 成分を求めると図 2 の破線のようになり、モード 1 の振幅を 0.3921pu としたものに一致する。TCR のアドミタンス (24),(25) 式および高調波フィルタのアドミタンスを考慮し、系統アドミタンスの反共振周波数からモード 1 の周波数を求めると 241.5Hz となり、シミュレーションの 242Hz に近い値となる。242Hz 以外の周波数成分は 0.003pu 以下で無視できる程度であり、(17) 式が妥当であることがわかる。輸送量が (35) 式の範囲にあるために、モード 1 が不安定になっていると考えられる。

図 10: 母線電圧と TCR 電流 (母線 5)
Fig.10. Bus voltage and TCR current (bus 5).

図 11: 輸送量とモード 1 の関係 (母線 5)
Fig.11. Relation between transmission power and mode 1 (bus 5).

図 11 は、輸送量 P_t を $0.15/x \sim 0.19/x$ pu で $0.001/x$ pu 毎に変えたとき、母線 5 におけるモード 1 の振幅の変化を示す。まず、SVC に PLL がついていない場合、モード 1 が輸送量 $0.159/x \sim 0.179/x$ pu で発生しており、振幅は $0.3 \sim 0.4$ pu に達する。また、その周波数は約 229~253Hz の範囲にある。TCR のコンダクタンスが負になる (35) 式の範囲より少し内側にあるが、この点については次節で考察する。一方、すべての SVC に PLL をつけると、モード

1 の発生はみられない。これは、(33) 式から得られる結果である。以上により、PLL のついた SVC で補償した系統では、電圧振動モードが安定になることが確認できた。

〈5・3〉考察 図 11 におけるモード 1 の発生条件を考える。図 12 に (28) 式左辺および右辺の値を示す。右辺 $-rC/L$ は負である。 r, L には TACSR810×4 100km 2 回線の値を用いる。並列コンデンサの C は輸送量とともに変わる。左辺 g は、モード 1 の周波数が輸送量により変わるため (図 7 参照)、その周波数の TCR コンダクタンス g_{tcr} を用いる。PLL ありでは、 $g_{tcr} \geq 0$ となるため (28) 式が成り立ち、モード 1 は表れない。一方、PLL なしでは g_{tcr} が負になる。TCR の容量とともに下がり、容量 0.2pu では輸送量 $0.159/x \sim 0.176/x$ で (28) 式が成り立たなくなる。周波数は 229~253Hz であり、図 11 の結果とよく一致している。以上から、輸送量が (35) 式より内側になるのは、抵抗 r の影響によることがわかる。なお、図 10, 11 では負荷を零としているが、(28), (31) 式より TCR による負のコンダクタンスを打ち消すだけの負荷があれば、PLL がなくてもモードは安定になる。図 12 より、TCR 容量の 11% 程度、負荷があればよいことがわかる。試みに $r = 0$ とし負荷量を増していくと、 $g = 0.022$ pu でモード 1 の振幅がほぼ零となることを確認できる。よって、電圧振動モードが不安定になるのは母線 2~8 がほぼ無負荷のときに限られるが、PLL はその可能性を原理的に取り除いている。

図 12: 輸送量と安定条件の関係
Fig.12. Relation between transmission power and stability condition.

固有値解析によれば、モードが不安定になると振幅が時間とともに指数関数的に大きくなるはずである。しかし、振幅は図 10, 11 のようにある値に収束する。これは、TCR のコンダクタンスに非線形性があるためである。図 13 に (17) 式における重畳電圧の振幅 v_f と TCR のアドミタンスの関係を示す。計算方法は (3.2) 節と同じである。ただし、TCR の容量は 0.2pu、周波数は $f = 242$ Hz とする。サセプタンスの値は振幅によってあまり変化しない。しかし、コンダクタンスは振幅が大きくなると 0 に近づく。したがって振幅とともに (28) 式左辺が大きくなり、両辺が等

しくなるところで振幅が落ち着く。ただし、図2の固有ベクトルから明らかなように、電圧の振幅は母線によって異なる。よって、TCRのコンダクタンスも母線により異なる。このことを考慮して、(29)式により輸送量 $0.16784/x$ における母線5の振幅を評価すると、 0.3677pu となる。図10における 0.3861pu に近い結果が得られる。

図13: 重畳電圧とTCRのアドミタンスの関係(242Hz)
Fig.13. Relation between superimposing voltage and TCR admittance(242Hz).

6. ま と め

本論文ではくし形系統における電圧振動モードの安定性に静止形無効電力補償装置 SVC が及ぼす影響について検討を行なった。以下にその結果をまとめる。

(1) まず、対象とするくし形系統における電圧振動モードの固有値および固有ベクトルを導いた。

(2) つぎに、SVCを構成するサイリスタ制御リアクトル TCRの周波数特性を調べ、PLL回路のついたTCRではコンダクタンスがすべての周波数において正または零となることを示した。

(3) そして、電圧振動モードの安定条件を導き、PLLがないとモードが不安定になる可能性があるのに対し、PLLがあれば系統が無負荷の場合でもモードが安定に保たれることを示した。

(4) 最後に、数値シミュレーションにより電圧振動モードの安定性を調べ、検討の妥当性を確認した。また、ある一定量の負荷があれば、PLLの有無によらず、モードが安定であることも示した。

なお、末筆になりましたが、本論文の執筆にあたり貴重なご助言をいただいた宅間 董教授に感謝いたします。

(平成11年5月11日受付, 平成12年1月19日再受付)

文 献

- (1) IEEE committee report, "Bibliography of power system harmonics, part I & II" IEEE Trans., Vol.PAS103, pp.2460-2479, 1984.
- (2) 「交直連系系統の相互作用」, 電気学会技術報告, 第628号, 1997
- (3) T.J.E.Miller, ed.; Reactive Power Control in Electric System-

s, New York: John Wiley & Sons Inc., 1982.

- (4) L.J.Bohmann & R.H.Laseter, "Equivalent circuit for frequency response of a static var compensator," IEEE Trans., Vol.PWRS-1, No.4, pp.68-74, 1986.
- (5) W.Xu, J.R.Marti, H.W.Dommel, "Harmonic analysis of systems with static compensators," IEEE Trans., Vol.PWRS-6, No.1, pp.183-189, 1991.
- (6) G.L.Kusic & I.A.Whyte, "Three phase, steady-state Var generator filter design for power systems," IEEE Trans., Vol.PAS-103, pp.811-818, 1984.
- (7) M.H.Banakar & B.T.Ooi, "Resonance in long distance radial transmission lines with static var compensation, part I & II," IEEE Trans., Vol.PAS-103, No.6, pp.1224-1241, 1984.
- (8) T.T.Nguyen & W.D.Humpage, "TCR and SR compensators in composite electromagnetic transient simulation," Proc.IEE, Vol.136, Pt.C, No.3, pp.195-204, 1989.
- (9) A.M.Gole & V.K.Sood, "A static compensator model for use with electromagnetic transients simulation programs," IEEE Trans., Vol.PWRD-5, No.3, pp.1398-1407, 1990.
- (10) A.N.Vasconcelos, et al., "Detailed modeling of an actual static var compensator for electromagnetic transient studies," IEEE Trans., Vol.PWRS-7, No.1, pp.11-19, 1992.
- (11) S.Lefebvre & L.Gérin-Lajoie, "A static compensator model for the EMT," IEEE Trans., Vol.PWRS-7, No.2, pp.477-484, 1992.
- (12) J.D.Ainsworth, "Phase-locked oscillator control system for thyristor-controlled reactors," Proc.IEE, Vol.135, Pt.C, No.2, pp.146-156, 1988.
- (13) 垣本, 宅間, 杉原: 「長距離くし形系統におけるSSRの可能性について」, 電学論B, 118, 477(平10)
- (14) 垣本, 中村, 永井: 「サイリスタ制御リアクトルの周波数特性に対する理論式」, 電学論B, 118, 1321(平10)
- (15) R.ツルミール: マトリクスの理論と応用, ブレイン図書出版, 1972.
- (16) 畑, 古川: PLL-ICの使い方, 産報, 1976.

垣 本 直 人 (正員) 1952年7月26日生まれ。80年3月京都大学大学院工学研究科電気工学専攻博士課程修了。同年4月広島大学工学部助手。86年4月京都大学工学部講師, 99年8月工学研究科助教授, 現在に至る。主として電力系統の安定性に関する研究に従事。工学博士。IEEE 会員。

永 井 岳 志 (正員) 1971年7月9日生まれ。1990年3月兵庫県立姫路工業高等学校卒業。同年4月関西電力(株)入社。姫路支店姫路電力所制御通信課勤務。1996年4月より京都大学工学部聴講生。1998年3月復職。現在, 京都支店勤務。

中 村 貢 (准員) 1974年6月7日生まれ。1997年3月京都大学工学部電気工学科卒業。1999年3月同大学院工学研究科電気工学専攻修士課程修了。現在, 三菱重工業(株)勤務。