直流送電の電流制御と余裕角制御の組み合わせにおける安定性に関する考察

正員 柳橋 健 (東京電力株式会社)
 正員 荒井 純一 (株式会社 東芝)
 正員 吉野 輝雄 (株式会社 東芝)
 正員 小向 敏彦 (株式会社 東芝)

Consideration on stability of current control with constant extinction angle control in HVDC system

Ken Yanagihashi, Member (Tokyo Electric Power company)
 Junichi Arai, Member (Toshiba Corporation)
 Teruo Yoshino, Member (Toshiba Corporation)
 Toshihiko Komukai, Member (Toshiba Corporation)

A constant current controller is applied to the rectifier, and a constant voltage controller and a constant extinction angle controller are applied to the inverter in the HVDC system. When the output signal of the extinction angle controller is selected for the inverter firing angle control, unstable operation is expected under certain conditions. We have experienced a power swing during a performance test of the frequency converter station in which the extinction angle control signal was selected.

This paper describes the stability analysis of the power swing that was carried out for finding a countermeasure. The linearized model of ac and dc circuits is used, and the Bode calculation is applied for stability check. Useful results of parameter study are mentioned, which shows instability is affected by ac system impedances, operational points, and time constants of controllers. The analog simulator is used to verify the modeling and to confirm the countermeasure. Furthermore a simplified block diagram for stability check is proposed.

キーワード: 直流送電, 余裕角制御, 小系統, シミュレータ

1. まえがき

直流送電システムでは交直変換器の制御として、順変換器側には直流電流制御、逆変換器側には直流電圧制御と余裕角制御が設けられる。通常、逆変換器側では直流電圧制御かあるいは余裕角制御のどちらかの制御出力が選ばれて運転される。そしてその余裕角制御で運転する条件では直流系が不安定になる場合がある。

大容量周波数変換設備の系統試験の際に、逆変換器が余裕角制御で動作していた条件で電力振動を経験した。その対策としては、順変換器側の直流電流制御特性と逆変換器側の余裕角制御特性を変更して、この電力振動を安定化させた。

その対策を検討した際に、周波数変換装置の安定性の検討を行いそれをアナログシミュレータを用いて確認した⁽¹⁾。

本論文は、この制御の安定性について述べるもので、内容としては順変換器の電流制御と逆変換器の余裕角制御系を含めて全体を線形化してボード線図により検討した結果と、アナログシミュレータの結果を示す。そして運転点や制御

系のパラメータの安定性に対する傾向を具体的に示し、さらに電流制御と余裕角制御を含めた系の安定性をチェックする簡便なモデルを提案する。

逆変換器の安定性に関して、林⁽²⁾は逆変換器の接続する交流系での電圧変化に対する変換器の無効電力変化の比 ($\Delta Q / \Delta V$) を用いて論じている。その中で余裕角制御の安定性を検討しているが、そこで必要となる変換器の電圧に対する特性は別に計算しておくなど一部簡略化している。

高崎等⁽⁴⁾は固有値により余裕角制御運転中の短絡容量との関係を検討している。そこでは変換器の実効的なゲインは系統状態や運転点により変化すると報告している。ただしその実効的ゲインについては具体的なブロック等では示していない。

また文献 (8), (9) でも直流系の安定性が検討されているが、直流制御を簡単な一次遅れで表現している。

このように従来は近似的に直流系の特性を扱ったり、制御系の進み時定数を省略したりなどして、限られた条件での安定性が論じられてきた。

本論文では対象とする回路と制御系の全てを線形化して扱う方法を述べており、詳細な検討が可能であり、一般的なボード線図計算ツールで解析できる。従来このような周波数領域で扱うボード線図による報告はされていない。ただし変換器の特性の線形化については、高崎⁽³⁾⁽⁴⁾、Alves⁽⁵⁾等により既に報告されているので、それら定式化については文献にゆずる。

本論文の特徴は従来に比べて電流制御と余裕角制御を組み合わせた場合について具体的にかつ詳細に検討しており、安定性の面でどのような条件が最も厳しいかを明確に示し、それをアナログシミュレータで確認している点である。

2. モデル系統と定式化

対象としたモデル系統を図1に示す。交流系統は簡単化して抵抗RとリアクタンスXの直列回路で表現する。交流フィルタと調相用コンデンサを一括してアドミタンスYで表している。直流回路は抵抗RdとリアクトルLdで表す。

基本的な直流制御系としては順変換器側と逆変換器側の両方に直流電流制御 (Automatic Current Regulator, ACR) と直流電圧制御 (Automatic Voltage Regulator, AVR) と余裕角制御 (Automatic Extinction angle Regulator, A γ R) がおかれ、それらの最小出力の制御角信号 α で変換器を運転する。通常は順変換器ではACRの出力、逆変換器ではAVRあるいはA γ Rのどちらかの出力で運転される。ここでは余裕角制御が働いている状態での安定性を論ずるので、逆変換器制御はA γ Rを想定する。図2に順変換器の直流電流制御と逆変換器の余裕角制御のブロック図を示す。図2でIdは直流電流、Idpは電流基準値、Vは交流電圧、Xtbは転流インピーダンス、 γ は余裕角設定値である。

図1 交直連系モデル

Fig.1 Ac/dc system.

図2 直流制御ブロック

Fig.2 Dc control block diagram.

〈2・1〉 主回路のブロック図 安定性を検討するために必要な線形化を示す。片側の交流系統を抜き出した回路を図3に示す。この回路に対してある位相基準に対してdq2軸表現した線形化方程式を立てる。その定式化については高崎等⁽³⁾により既に提示されているので、ここでは結果のみ記述することになると(1)から(6)式となる。

$$\Delta V_{sd} - \Delta V_{ad} = (R_a + \frac{X_a}{\omega_0} s) \cdot \Delta I_{ad} - X_a \cdot \Delta I_{aq} \quad (1)$$

$$\Delta V_{sq} - \Delta V_{aq} = X_a \cdot \Delta I_{ad} + (R_a + \frac{X_a}{\omega_0} s) \cdot \Delta I_{aq} \quad (2)$$

$$\Delta I_{yd} = \frac{sY_a}{\omega_0} \cdot \Delta V_{ad} - Y_a \cdot \Delta V_{aq} \quad (3)$$

$$\Delta I_{yaq} = Y_a \cdot \Delta V_{ad} + \frac{sY_a}{\omega_0} \cdot \Delta V_{aq} \quad (4)$$

$$\Delta I_{ad} = \Delta I_{cad} + \Delta I_{yd} \quad (5)$$

$$\Delta I_{aq} = \Delta I_{caq} + \Delta I_{yaq} \quad (6)$$

ここでsはラプラス演算子、Vs、Vaは電圧、Icaは変換器へ流れ込む電流、Iyaはコンデンサ電流、 ω_0 は基準角速度、 Δ は変化分を示す。

これらの式から図3を線形化した変化分に対する交流回路のブロックである図4が書ける。

直流部分の回路と電圧電流を図5に示す。Edは直流電圧、nは変換器用変圧器のタップ比である。この直流の関係についても線形化は文献(3)、(4)、(5)によって提示されている。しかし後で示す簡略ブロックとのつながりを保つために、基本式と線形化した式を以下に示す。

基本的な直流の関係式⁽⁷⁾は(7)、(8)、(9)である。

図3 交流回路

Fig.3 Ac system.

図4 交流回路ブロック図

Fig.4 Ac system block diagram.

図5 直流回路
Fig.5 Dc circuit.

$$E_{da} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} N_a \cdot |V_a| \cdot \cos \alpha_a - \frac{3}{\pi} X_{ta} \cdot I_d \quad (7)$$

$$E_{db} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} N_b \cdot |V_b| \cdot \cos \alpha_b - \frac{3}{\pi} X_{tb} \cdot I_d \quad (8)$$

$$I_d = (E_{da} + E_{db}) / (R_d + sL_d) \quad (9)$$

交流側から流入する電流 I_{ca} の振幅と位相は (10), (11) で示せる。

$$|I_{ca}| = \sqrt{6} / \pi \cdot I_d \cdot N_a \quad (10)$$

$$\cos \phi_a = \{ \cos \alpha_a - \cos (\alpha_a + U_a) \} / 2 \quad (11)$$

系統B側の電流に対しても同様であり、ここでは省略する。ここで ϕ_a は変換器母線電圧に対する I_{ca} の位相、 U は重なり角である。

これから線形化した下式を得ることが出来る。

$$\begin{aligned} \Delta E_{da} = & 3\sqrt{2} / \pi \cdot N_a \cdot \cos \alpha_{ao} \cdot \Delta V_a \\ & - 3\sqrt{2} / \pi \cdot V_{ao} \cdot N_a \cdot \sin \alpha_{ao} \cdot \Delta \alpha_a \\ & - 3 / \pi \cdot X_{ta} \cdot \Delta I_d \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \Delta E_{db} = & 3\sqrt{2} / \pi \cdot N_b \cdot \cos \alpha_{bo} \cdot \Delta V_b \\ & - 3\sqrt{2} / \pi \cdot V_{bo} \cdot N_b \cdot \sin \alpha_{bo} \cdot \Delta \alpha_b \\ & - 3 / \pi \cdot X_{tb} \cdot \Delta I_d \end{aligned} \quad (13)$$

$$\Delta I_d = 1 / (R_d + sL_d) \cdot (\Delta E_{da} + \Delta E_{db}) \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \Delta I_{ca} = & \sqrt{6} / \pi \cdot N_a \cdot \cos (\beta_a - \phi_{ao}) \cdot \Delta I_d \\ & - I_{ao} \cdot \sin (\beta_a - \phi_{ao}) \cdot (\Delta \beta_a - \Delta \phi_a) \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \Delta I_{aq} = & \sqrt{6} / \pi \cdot N_a \cdot \sin (\beta_a - \phi_{ao}) \cdot \Delta I_d \\ & + I_{ao} \cdot \cos (\beta_a - \phi_{ao}) \cdot (\Delta \beta_a - \Delta \phi_a) \end{aligned} \quad (16)$$

$$\Delta \phi_a = \frac{\{ \cos (U_a / 2) \cdot \sin (\alpha_{ao} + U_a / 2) \}}{\sin \phi_{ao}} \cdot \Delta \alpha_a \quad (17)$$

以上で交流系A, Bと直流系的主回路が表現できる。ただし V_s は無限大母線電圧であるので変化分は零とする。上の (17) 式では重なり角の変化は零としているが、その変化を考慮しても結果にはほとんど影響無いことは確認している。また

位相変化は (18) 式で表せる。

$$\Delta \beta_a = - \frac{\sin \beta_{ao}}{V_{ao}} \cdot \Delta V_{ad} + \frac{\cos \beta_{ao}}{V_{ao}} \cdot \Delta V_{aq} \quad (18)$$

〈2・2〉 制御系のブロック図 順変換器側の直流電流制御系は図2のブロック図と同じ形のまま線形ブロックとして用いることができる。図2の制御系はマイクロプロセッサを用いているので2つのむだ時間⁽¹⁰⁾が存在する。その1つはマイクロプロセッサがデータを取り込んで演算するのに必要な1サンプリング時間である。それは演算むだ時間で、後述のシミュレータでは電気角の30度である。もう一つはマイクロプロセッサの演算出力である点弧角 α が1サンプリング間は一一定値にとどまるために存在するもので、 α が出力されてから実際に点弧するまでの変換器むだ時間である。12パルス変換器では30度毎に点弧するため、最短で0、最長で1サンプリング時間であり、運転点により変わるので、ここでは1/2サンプリング時間(15度)を等価変換器むだ時間として仮定した。これら2つのむだ時間をACRブロックの出力に伝達関数として加える。

逆変換器側の余裕角制御系は (19) 式で表せるのでこれを線形化すると (20) 式となる。ただし $V_{b2} = V_b \cdot N_b$ である。逆変換器側にもむだ時間を入れる。

$$\alpha_b = \cos^{-1} (X_{tb} / V_{b2} \cdot I_d - \cos \gamma) \quad (19)$$

$$\Delta \alpha_b = \frac{-X_{tb}}{V_{b2} \cdot \sin \alpha_{bo}} \cdot \Delta I_d + \frac{X_{tb} \cdot I_{do}}{V_{b2}^2 \cdot \sin \alpha_{bo}} \cdot \Delta V_{b2} \quad (20)$$

以上より、交流回路は図4、直流回路は式 (12) ~ (18)、制御回路は図2と (20) 式ですべてが表わされる。

3. 安定性に対するパラメータの影響

逆変換器が余裕角制御をしている場合(図2)は、一般に次に述べる傾向⁽⁹⁾がある。直流電流 I_d が増えると重なり角が大きくなり余裕角 γ が小さくなる。それを妨ぐように逆変換器の点弧角 α (通常の運転点では140度程度) を小さくする。すると逆変換器の発生する直流電圧が低下して、さらに直流電流を増加するように働く。直流電流 I_d は順変換器のACRで制御されるが、余裕角制御はこの電流制御ループの中で正帰還となるように働く。また直流電流が増えると逆変換器の消費する無効電力が増加して交流電圧を低下させる。すると交流電圧 V_2 が小さくなるので、余裕角制御はさらに制御角を小さくする。この電圧ループは逆変換器側の交流系が小系統だと影響が大きく現れる。このように余裕角制御は不安定要因を含んでおり、順変換器側のACR特性や交流系統の弱さの組み合わせなどによりこの不安定が現れる。ここでは本論文の第一目的である各種のパラメータの安定性への影響を調べる。

検討に用いた系統および直流系の定数と運転点を表1に示す。

表1 定数

Table1. Parameters of ac/dc system.

順変換器側交流系	: $X_a = 0.1\text{pu}$, $R_a = 0.0045\text{pu}$ $Y_a = 0.6\text{pu}$, 50Hz
逆変換器側交流系	: $X_b = 0.278\text{pu}$, $R_b = 0.016\text{pu}$ $Y_b = 0.6\text{pu}$, 60Hz (直流定格ベース)
変圧器巻線比	: $N_a = N_b = 1\text{pu} : 1\text{pu}$
転流インピーダンス	: 20%
ACR	: $10(1 + 0.15s) / (1 + 0.5s)$
演算むだ時間	: 電気角の30倍
変換器むだ時間	: 電気角の15度
電流検出	: $1 / (1 + 0.00063s)$
電圧検出	: $1 / 60s$
運転点弧角	: $\alpha_a = 19^\circ$, $\alpha_b = 138^\circ$
余裕角設定値	: $\gamma = 20^\circ$

図6 電流制御の開ループ伝達関数のボード線図

Fig.6 Bode diagram of ACR open loop transfer function.

ここでは電流制御系と余裕角制御との組み合わせの安定性に着目しており、実系統で観測したのも直流電流の振動であった。したがって、直流電流制御ループで開放して、電流ループでの開ループ伝達関数のボード線図を計算して安定性を検討する。開放した点はACR入力点(図2のO点)とした。そのようにして表1の条件で計算したボード線図を図6に示す。パラメータを変えた場合の、ゲインが零となる周波数での位相余裕を抜き出した結果を図7に示す。これらの結果から以下の傾向がわかる。

〈3・1〉 運転点・系統条件・制御パラメータの影響

(1) 順変換器の制御角

図7aは順変換器の制御角 α をパラメータにした位相余裕で、これより運転点の α が小さいほど位相余裕がなくなり、不安定となることがわかる。これは α が小さいほど(12)式第2項で示される順変換器の等価的なゲインがSINに比例して低下するので、同じACR出力に対する直流電圧変化が少なくなり電流制御能力が低下するためである。なお図中の点は表1の条件の場合である。

(2) 逆変換器の余裕角

図7bは逆変換器の余裕角 γ を変えた場合の位相余裕の大きさを示している。これは逆変換器では $\alpha > 90^\circ$ ゆえに、余裕角が大きいくほど逆変換器の点弧角 α は小さくなって逆変換器の力率が悪くなり、変換器の消費無効電力が大きくなり、電圧変動が大きくなり不安定方向に向かうことを意味している。

図7 各種パラメータに対する位相余裕

Fig.7 Phase margin for parameter variation.

(3) 逆変換器交流母線電圧

図7cでは交流電圧が低いほど不安定になることを示している。これは電圧が低いと重なり角が大きくなり変換器の力率が悪くなり、無効電力の変化するゲインが大きくなるためであると言える。また変換器用変圧器のタップで直流巻線側電圧を上げて重なり角を小さくしても、タップ操作しているので一次側ではやはり力率が悪くなる。

(4) 順変換器側短絡容量

順変換器側の短絡容量を変化させると図7dのようになり、短絡容量が小さくなると安定性はよくなる。これは順変換器側の系統が弱い場合は、直流電流が増加すると順変換器側交流電圧が低下し直流電流の増加を抑える。つまり直流電流の変化を抑制するからである。逆に短絡容量が大きくなると、交流電圧は変化しなくなるので、安定性は悪い方向に向かう。

(5) 逆変換器側短絡容量

逆変換器側の短絡容量の変化に対しては、図7eに示すように短絡容量が小さいほど安定性は悪くなる。これは逆変換器側の交流系が小系統ほど不安定となることを示している。ここで用いたパラメータでは短絡容量比で2.8程度で位相余裕が零になり不安定となっている。

(6) 逆変換器側調相容量

逆変換器側の調相容量が増えると不安定側へ動く(図7f)。これは一般的に調相容量が増えると実効短絡容量が減ると言われていることに対応している。

(7) 直流リアクトル

不安定が直流電流の変化の大きさに影響されるので、直流リアクトルの大きさによる影響を見たのが図7gである。直流リアクトルはそのインダクタンス値を変えても、ここで見ている安定性には影響しないことがわかる。

(8) ACR進み時定数

ここで見ている安定性はACRの特性で変わる。ここではACRの進みの時定数を変化した場合の位相余裕変化を図7hに示す。進み時定数を小さくすると不安定方向へ向かう。進み時定数が小さいことはAYRを含む正帰還ループの位相補償が小さくなり不安定となるためである。

(9) AYRの遅れ

AYRは転流失敗を防止するための制御であり、そこに遅れを入れることはこれまで行わなかったが、AYRを含むループの不安定に対する検討であるのでそこに遅れをいれて影響を見ている(図7i)。AYRにわずかな一次遅れをいれると位相余裕が大きくなり、安定方向に向かう。これは電流制御ループ内にあるAYRの正帰還ループの応答が遅くなるために全体が安定に向かうためである。

(10) 交流電圧検出ゲイン

逆変換器用AYR制御に用いている交流電圧検出器のゲインを変えた場合が図7jである。ゲインを大きくすると安定方向となる。これは(20)式の第2項を等価的に大きくすることであり、AYRループの正帰還ループゲインを小さくすることに対応している。これは文献(2)で述べられている傾向と

同じである。

〈3・2〉 小系統と安定性の関係 ここで論じている安定性は、交流系統が小系統になった場合のノーズピークに係わる電圧不安定問題とは別のものであると考える。なぜならばここでの条件は逆変換器側の直流容量に対する交流系統の短絡容量比で3.6あるので、運転点はP-Vカーブのノーズピーク点を越えていない。ノーズピークに近づくことによる問題は別途検討が必要であると考ええる。

なお図7eで逆変換器側の短絡容量比が2.8程度で位相余裕がなくなり不安定になる結果となっているのは、電流制御と余裕角制御の組み合わせで直流系自体が十分に安定化されていないと、短絡容量がそれほど小さくなくても不安定になり、その場合は制御系と系統の強さが関係することを示していると考ええる。

4. シミュレータ試験

これまでの検討の内容をアナログシミュレータ⁶⁾を用いて確認した。直流は12パルス構成で図1の回路構成とし定数は表1である。

その定数で直流を運転した結果が図8である。ただしACRの進み時定数は10msである(図7hのΔ印に相当)。ここには直流電流と順・逆両変換器の制御角を示す。図8では直流電流が約12Hzで動揺している。これは開ループの位相余裕が少ないことに対応している。

順変換器のACRの進み時定数をさらに小さく(5ms)した場合の結果が図9である。電流と点弧角の変動は約6.5Hzで振動している。この波形は大容量周波数変換設備で発生した振動と非常に良く似ている。これは開ループのボード線図(図7h)からは不安定と判断できる状態である。通常の線形系ではこのような場合は振動発散するのであるが、直流では制御系にリミッタが付与されているため振動が大きくなり、そのリミッタ領域にはいるとその制御系のゲインは零となる。そのリミッタをぬけるとまた発散系として動く、というように線形系の範囲を越えて動作している。図9の順変換器側の点弧角を見ると $\alpha = 10$ 度のリミッタにかかりながら動いている。

この振動対策としては上で述べたパラメータの影響で見てわかるように、安定化に役立つ種々の案が考えられる。ここでは順変換器側のACRの進み時定数を大きくし(10msを15msへ)、同時に逆変換器側のAYRに一次遅れ(時定数5ms)を入れた場合を試験した。その結果が図10であり、電流や点弧角の動揺が抑制されているのがわかる。

順変換器の進み時定数を大きくすることは、従来の一般制御系での位相進み成分を増やして安定化する考え方と同じである。

逆変換器のAYRに遅れを入れることは、AYR本来の目的である転流失敗防止の意味からは、その動作を遅らせることになる。しかし逆変換器の点弧角変化の応答を遅らせることは、AYRを含む電流の正帰還ループのゲインを小さくすることに相当して、電流の増加、減少の変化速度をゆるめ、安定性を増す方向になる。この遅れは逆変換器側の交流系が

図8 シミュレータ試験結果

Fig.8 Firing angles and dc current of analog simulator test.

図9 ACR進み時定数を小さくした場合 (5ms)

Fig.9 Firing angles and dc current with small lead time constant of ACR.

図10 対策後のシミュレータ結果

Fig.10 Firing angles and dc current after modification.

弱い場合に不安定抑制に効果があるといえる。ただしあまり遅れが大きいと転流失敗を抑制出来なくなるので、遅れにも限界がある。

以上アナログシミュレータにより、線形化してボード線図計算で求めた安定判別が妥当であることを確認した。

5. 不安定チェック条件と簡易ブロック

電流制御と余裕角制御を組み合わせた場合の安定性について各種のパラメータの影響を調べた。これらの結果から安定性をチェックする際の厳しい側の条件が以下のようにいえる。

厳しい系統条件としては、順変換器側の交流系は短絡容量が最大、逆変換器側では短絡容量が最小、投入されている調相容量は最大の条件であり、さらに運転点としては順変換器

制御角 α が最小、逆変換器余裕角 γ が最大、直流電流が最大、逆変換器側交流電圧が最低の条件である。

これまで用いていた線形化したブロックは交流系と直流系を詳細に表現したものでやや複雑であった。ここでは簡便にこの安定性を判別する簡易ブロックを提案する。

上に示した厳しい条件から、まず順変換器側の交流系は無限大母線とすると、順変換器側の交流系は省略できる。直流回路と制御系はそのまま残す。逆変換器側の交流系は次のように簡略化する。交流電圧の変化は主に変換器の無効電力変化分が原因で発生するので、図4の V_{ad} 成分のみを考慮する。さらに変換器の無効電力変化分は直流電流の変化分がそのまま現れると仮定する。変換器の無効電力 Q は (21) 式⁽⁷⁾で現せるので、その変化分は (22) 式となる。

$$Q = E_d \cdot I_d \cdot \tan \phi \quad (21)$$

$$\Delta Q = I_{do} \cdot \tan \phi \cdot \Delta E_d + E_{do} \cdot \tan \phi \cdot \Delta I_d + E_{do} \cdot I_{do} \cdot \sec^2 \phi \cdot \Delta \phi \quad (22)$$

さらに $\Delta \phi = \Delta \alpha$ と仮定する。

図11 余裕角安定性判別簡易ブロック

Fig.11 Simplified block diagram for stability check.

図12 簡易ブロックでの位相余裕

Fig.12 Phase margin calculated by simplified block.

このようにすると全体の線形化したブロックは図11となる。図11では直流と交流との間のベース変換係数は省いている。

このブロックと詳細ブロックの比較を示す。このブロックの電流制御の入力点 (O点) で開放した一巡の伝達関数のボード線図計算をした結果 (破線) と詳細ブロックで計算した結果 (実線) を図12に示す。図12の条件は前述の表1で示した定数を用いて逆変換器側の短絡容量比をパラメータとしている。ただし順変換器側の交流系は無限大の場合である。

図12からこの簡略ブロックは短絡容量比が3.5以上の場合には詳細ブロックとほぼ同じ結果になることがわかる。短絡容量比が3.5より小さくなると誤差が大きくなる。これは交流系を V_{ad} 成分で表し、変換器の無効電力変化を(22)式で近似しているので短絡容量の影響が大きく現れる条件で誤差が大きくなるためと考えられる。

したがって、短絡容量比が小さい場合は詳細ブロックを用いる必要があるが、実際の直流送電では短絡容量比は3.5以上の場合が多いのでそのような条件では提案した簡略ブロックが使えると考える。

6. まとめ

直流送電系の安定問題の一つである順変換器の電流制御と逆変換器の余裕角制御との組み合わせにおける安定性を、線形化したモデルで検討して各パラメータの安定性への影響の度合いを明らかにした。アナログシミュレータを用いて、線形化して得たパラメータの安定性への影響の傾向を確認した。

パラメータの影響の度合いが明らかになったので、安定性を判別するための、最も厳しい条件の組み合わせを明らかにした。

また厳しい条件でチェックするための簡略ブロックを提示した。この簡略ブロックは逆変換器側の短絡容量比が3.5以上の場合に適用できる。

本論文で示した手法と結果は大容量周波数変換設備に適用した実績があり、直流送電システムの制御系の設計に有用なものである。

(平成6年5月25日受付, 同年11月30日再受付)

文 献

- (1) 大橋, 荒井, 吉野: 「直流送電の余裕角制御の安定性に関する考察」 電学会全大会1113, 平成5年3月
 - (2) 林: 「交直連系系統の交流電圧不安定現象の解析」 電学論B101, 7, 383 (昭56-7)
 - (3) 高崎, 林, 関根: 「交流 / 直流送電系統の状態方程式モデル」 電学論B105, 4, 315 (昭60-4)
 - (4) 高崎, 林, 関根: 「直流送電系統における低周波不安定現象の解析」 電学論B105, 4, 323 (昭60-4)
 - (5) J.E.R.Alves, et al.: "An Adaptive Digital Controller Applied to HVDC Transmission", *IEEE/PES 1993 Winter Meeting*, 93WM067-9PWRD
 - (6) 野呂, 荒井, 大槻, 他: 「電力システムシミュレータの開発」 電力技術研究会PE-88-87, 1988-7-28
 - (7) E.W.Kimbark: "Direct Current Transmission", Vol.1, John Wiley, New York, 1971
 - (8) 電気学会技術報告 (II部) 第53号, 「直流送電系統の特性解析手法とその現状」 昭52-1
 - (9) 電気学会技術報告 (II部) 第258号, 「交直連系系統の動特性」 昭62-10
 - (10) 水越, 中村: 「ディジタル変換器制御技術の現状」 電学会全大会S15-5, 平成5年3月
- 柳橋 健** (正員) 昭和30年8月13日生。55年3月静岡大学大学院電気工学科修士課程修了。同年4月東京電力(株)入社。現在, 同社系統運用部において電力系統保護制御システムの開発に従事。平成3年電気学会論文賞受賞。1992年IEEE/PES Prize Paper Award受賞。

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。IEEE会員。

- 吉野 輝雄** (正員) 昭和28年10月2日生。53年3月横浜国立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, 同社府中工場パワーエレクトロニクス部においてHVDC, SVCの開発に従事。IEEE会員。

小向 敏彦 (正員) 昭和12年1月6日生。34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。以来, 電力系統の解析および制御システムの研究開発に従事。現在, 同社重電技術研究所システム技術開発部に所属。工学博士(東北大学)。IEEE会員。