コンデンサ転流型変換器の実余裕角制御モデルと 交流電圧安定性の解析

正員 舟 木 剛 (大阪大学)

学生員 坪 田 慎 二 (大阪大学)

終身会員 松 浦 慶 士 (大阪大学)

Modeling on Effective Margin Angle Characteristics and AC Voltage Stability Analysis of CCC

Tsuyoshi Funaki, Member, Shinji Tsubota, Student Member, Kenji Matsuura, Life Member (Osaka University)

A Capacitor Commutated Converter (CCC) has a simple circuit topology of a series capacitor placed between the valve and the converter transformer in each phase. The series capacitor mitigates the inverter operation of a CCC by assisting the commutation with the voltage charged in it. But, it does not guarantee the complete commutation in any conditions for a valve does not have self turn off ability. Therefore, precise analysis on commutation process of a CCC is required to secure its operation. At first, the formulation of the interrelation among the converter parameters, ac voltage, dc current, firing delay angle, overlap angle and effective commutation margin angle is presented. The firing delay angle to a given effective margin angle is calculated by using the obtained equations, which can be applied to the constant extinction angle control. Next, this paper assesses the ac voltage stability of an AC/DC link, when constant extinction angle control is applied to the inverter of CCC. The calculated Voltage Stability Factor (VSF) shows that the commutation capacitor improves the ac voltage stability of the constant extinction angle control at the inverter linked to an weak ac system, but it differs by the rectifier operation mode and compensation factor of the commutation capacitor.

キーワード：直流送電，CCC，補償度，実余裕角，弱小系統，交流電圧安定性

1. まえがき

直流送電では、自己消弧能力を持たないサイリスタを使用した他励式交直変換器が一般的に用いられている。図1のように他励式変換器と、変換器用変圧器2次側巻線の間に直列に転流コンデンサを設置したものをコンデンサ転流型変換器(CCC:Capacitor Commutated Converter)と呼び、直流送電用変換器としての実用化にむけての検

討が行なわれている^{(1)~(9)}。CCCの各相電流が転流コンデンサを充電し、その電圧が転流時に変換器用変圧器2次側電圧に重畳する。従って他励式変換器と比較して転流電圧が増大するため、転流可能な制御角の上限が拡大すると共に高力率での運転が可能になる。但しバルブ自体は自己消弧能力を持っておらず、転流電圧が不足すれば転流失敗を生じることが免れない。

自己消弧能力を持たないバルブを確実に転流するには、転流完了後の消弧したバルブに一定時間以上継続して逆電圧を印加する必要がある。他励式変換器ではこれを余裕角とよぶ。他励式変換器の転流電圧は交流電圧のみであるため、制御角(α)は余裕角(γ)・交流電圧・直流電流及び変換器用変圧器漏れリアクタンスの関数として求まる。この関数を用いた他励式変換器の開ループタイプの定余裕角制御($A\gamma R$)も実現されている。CCCの転流電圧は交流電圧と転流コンデンサ電圧の合成電圧であり、転流完了後の逆電圧印加期間(実余裕角: γ')と α の関係

図1 コンデンサ転流型変換器基本回路
Fig.1. CCC circuit configuration

図2 CCCの転流等価回路
Fig. 2. Equivalent circuit for commutation of CCC

は複雑化する。文献⁽¹⁾では α と転流重なり角(u)との関係式は求められているが、 γ' との関係式は求められていない。実機もしくはバルブのスイッチング動作を模擬する瞬時値レベルの詳細な解析では、実余裕角を実測し制御角にフィードバックすることで閉ループタイプの定実余裕角制御(A γ' R)は実現可能である。しかしながら、安定度解析等の変換器出力を実効値として扱う解析では実余裕角の実測はできず、少なくとも制御角より実余裕角が算出できるCCCのモデルが必要である。さらに実余裕角より制御角を求めることができれば、開ループタイプへの定実余裕角制御の適用が可能になる。従って本稿では解析や制御系に適用するため γ' と α, u の関係式を導出する。次に得られた式を用いて、CCCの定実余裕角制御のための制御角算出モデルを作成する。交流電圧・直流電流に対する制御角の算出結果より、他励式変換器とCCC及び転流コンデンサ補償度(CF: Compensation Factor)による定(実)余裕角-制御角特性の差異について検討を行なう。

他励式変換器による直流送電では、逆変換器に連系された交流系統の短絡容量比が小さい弱小系統の場合に交流電圧不安定現象が発生することがある。この現象に対して、逆変換器の余裕角制御及び直流系統・交流系統の相互作用が原因として挙げられている⁽¹¹⁾。本稿ではCCCを定実余裕角制御により逆変換運転した場合の交流電圧安定性について検討を行うため、導出した実余裕角制御モデルを変換器出力の算出式に適用し、静的電圧安定性の算出式を導出する。さらにこれを用いて、CCCの転流コンデンサ補償度の電圧安定性に与える影響について検討する。

図3 転流コンデンサにおける電流波形(i_{CC})
Fig. 3. Current in CC(i_{CC})

2. CCCの転流動作と実余裕角関係式の導出

図2は6パルス構成のCCCにおけるバルブ1→3の転流前、中、後の等価回路である。但し、交流系統側は三相平衡とし、簡単のため直流電流は直流リアクトルにより十分平滑されて一定とする。

他励式変換器の場合、転流完了後にバルブに印加される逆電圧は交流電圧のみである。従って逆電圧が印加されている時間角(余裕角: γ)は、交流電圧が負になるまでの期間であり $\gamma = \pi - \alpha - u$ の関係が成り立つ。

CCCでは交流系統電圧に、次節で求める充電電圧の境界条件をもつ転流コンデンサ電圧が重畳されるため、上述の関係が成立しない。ここでは図2の等価回路から得られる回路方程式を用いて、 α, u, γ' の関係を交流系統電圧(V_{ac})、直流電流(I_d)を変数として求める。

〈2・1〉転流コンデンサの充電電圧 転流コンデンサにおいて損失が生じないとする、上下アーム共にオフ状態である相の非導通期間中の転流コンデンサの充電電圧(V_{CC0})は、導通期間中の電流より(1)式のように求められる。

$$V_{CC0} = -V_{CC0} + \frac{1}{\omega C} \int_{\alpha}^{\alpha + \frac{2}{3}\pi + u} i_{CC} d\omega t \dots (1)$$

但し、 i_{CC} :コンデンサに流れる電流。

仮定より各相の転流現象は対称であり、転流重なり期間中も I_d は一定であるため、図3中の各斜線部の面積は等しい。従って(1)式の第2項は $\frac{1}{\omega C} \int_{\alpha}^{\alpha + \frac{2}{3}\pi} I_d d\omega t$ のように書き換えられ、整理すると V_{CC0} が求まり(2)式から得られる値となる。

$$V_{CC0} = \frac{\pi}{3\omega C} I_d \dots (2)$$

〈2・2〉 α と u の関係式 等価回路図2に示すバルブ3の転流開始時($\omega t = \alpha$)と、終了時($\omega t = \alpha + u$)には、バルブ電流及び転流コンデンサ電圧の境界条件はそれぞれ(3)式ようになる。

$$\left. \begin{aligned} \omega t = \alpha: & \quad i_a = I_d, \quad i_b = 0, \quad v_b = -\frac{\pi}{3\omega C} I_d \\ \omega t = \alpha + u: & \quad i_a = 0, \quad i_b = I_d, \quad v_a = \frac{\pi}{3\omega C} I_d \end{aligned} \right\} (3)$$

転流重なり期間中($\alpha \leq \omega t \leq \alpha + u$)は、図2(b)の開路(I)に対して開路方程式(4)が、接点(口)に対して接点方程式(5)が成り立つ。

$$e_b - e_a = v_b + L \frac{di_b}{dt} - \left(v_a + L \frac{di_a}{dt} \right) \dots\dots (4)$$

$$i_a + i_b = I_d \dots\dots\dots (5)$$

(5) 式と直流電流一定の仮定 ($\frac{d}{dt}I_d = 0$) 及びコンデンサの電荷と電圧の関係 ($i_b = C \frac{dv_b}{dt}$) より, (4) 式は (6) 式で表わされる b 相コンデンサ電圧 v_b に対する 2 階の微分方程式に変形される。

$$\left\{ LC \frac{d^2}{dt^2} + 1 \right\} v_b(t) = \frac{V_{ac} \sin \omega t}{\sqrt{2}} + \frac{I_d}{2C} \left(t - \frac{\alpha}{\omega} \right) + \frac{1}{2} \left\{ v_a \left(\frac{\alpha}{\omega} \right) + v_b \left(\frac{\alpha}{\omega} \right) \right\} \dots (6)$$

但し, $e_b - e_a = \sqrt{2}V_{ac} \sin \omega t$ としている。

(6) 式の解は (7) 式のように得られる。

$$v_b(t) = c_1 \cos \left(\frac{1}{\sqrt{LC}} t \right) + c_2 \sin \left(\frac{1}{\sqrt{LC}} t \right) + \frac{V_{ac} \sin \omega t}{\sqrt{2}(1 - LC\omega^2)} + \frac{I_d}{2C} \left(t - \frac{\alpha}{\omega} \right) + \frac{1}{2} \left\{ v_a \left(\frac{\alpha}{\omega} \right) + v_b \left(\frac{\alpha}{\omega} \right) \right\} \dots (7)$$

ここで (7) 式中の c_1, c_2 は, $i_b = C \frac{d}{dt}v_b$ より i_b が (7) 式の一階微分を用いて表すことが可能な i_b であり, $\omega t = \alpha$, $\omega t = \alpha + u$ 時における i_b の境界条件から, 連立方程式の解として以下のように求まる。

$$c_1 = \frac{\omega \sqrt{LC}}{\sin \left(\frac{u}{\omega \sqrt{LC}} \right)} \left[\frac{V_{ac}}{\sqrt{2}(1 - LC\omega^2)} \left\{ \cos(\alpha + u) \cos \left(\frac{\alpha}{\omega \sqrt{LC}} \right) - \cos \alpha \cos \left(\frac{\alpha + u}{\omega \sqrt{LC}} \right) \right\} - \frac{I_d}{2C\omega} \left\{ \cos \left(\frac{\alpha + u}{\omega \sqrt{LC}} \right) + \cos \left(\frac{\alpha}{\omega \sqrt{LC}} \right) \right\} \right] \dots (8)$$

$$c_2 = \frac{\omega \sqrt{LC}}{\sin \left(\frac{u}{\omega \sqrt{LC}} \right)} \left[\frac{V_{ac}}{\sqrt{2}(1 - LC\omega^2)} \left\{ \cos(\alpha + u) \sin \left(\frac{\alpha}{\omega \sqrt{LC}} \right) - \cos \alpha \sin \left(\frac{\alpha + u}{\omega \sqrt{LC}} \right) \right\} - \frac{I_d}{2C\omega} \left\{ \sin \left(\frac{\alpha + u}{\omega \sqrt{LC}} \right) + \sin \left(\frac{\alpha}{\omega \sqrt{LC}} \right) \right\} \right] \dots (9)$$

(7) 式と (3) 式の $\omega t = \alpha$ における境界条件 $v_b \left(\frac{\alpha}{\omega} \right) = -\frac{\pi}{3\omega C} I_d$ より $v_a \left(\frac{\alpha}{\omega} \right)$ が求まり, α と u の関係は (10) 式で表される。

$$0 = \left[V_{ac} \{ \cos \alpha - \cos(\alpha + u) \} + \sqrt{2} I_d \left\{ \frac{1}{\omega C} - \omega L \right\} \right] \times \left[1 + \cos \frac{u}{\omega \sqrt{LC}} \right] - \frac{1}{\omega \sqrt{LC}} \sin \left(\frac{u}{\omega \sqrt{LC}} \right) \times [V_{ac} \{ \sin \alpha + \sin(\alpha + u) \} + \sqrt{2} I_d \left(\frac{1}{\omega C} - \omega L \right) \left(\frac{2\pi}{3} - \frac{u}{2} \right)] \dots\dots\dots (10)$$

(10) 式について $C \rightarrow \infty$ とした極限値を求めると,

$$0 = V_{ac} \{ \cos \alpha - \cos(\alpha + u) \} - \sqrt{2} I_d \omega L \dots (11)$$

となる。 $C \rightarrow \infty$ は転流コンデンサの存在しない場合を意味するので, (11) 式は他励式変換器における α, u の関係式と一致していることから, 求めた式が他励式変換器を含む CCC に対する α, u と V_{ac}, I_d の関係を表す一般式となっていることが確認される。

〈2・3〉 α, u, γ' の関係式 CCC の転流電圧は交流電圧に転流コンデンサ電圧が重畳するため, 他励式変換器のように γ' を α, u のみから求めることはできない。本節では γ' から α を求めるため若しくは, α から γ' を求めるために, γ' と α, u の関係式を導出する。図 2 に示すパルプ 1→3 の転流過程において, 転流終了後の等価回路は図 2(c) となる。同図において, パルプ 1 に逆電圧が印加されている期間は (12) 式の条件が成り立つ。

$$e_b(t) - v_b(t) \geq e_a(t) - v_a(t) \dots\dots\dots (12)$$

但し a 相は転流後の非導通状態であるため, $v_a(t) = \frac{\pi}{3\omega C} I_d$ で一定である。

(12) 式の両辺が等しくなった時点 ($\omega t = \alpha + u + \gamma'$) でパルプに印加される逆電圧が 0 になる。転流が終了した時から (12) 式を満たす時間角が実余裕角 (γ') と定義されている。図 2(c) における b 相コンデンサの充電電圧は, 転流終了時の電圧 $v_b \left(\frac{\alpha + u}{\omega} \right)$ を境界条件として (13) 式で表される。

$$v_b(t) = v_b \left(\frac{\alpha + u}{\omega} \right) + \frac{I_d}{C} \left(t - \frac{\alpha + u}{\omega} \right) \dots\dots\dots (13)$$

(13) 式に $\omega t = \alpha + u + \gamma'$ における境界条件を適用すると (14) 式が導出される。

$$0 = \sqrt{2} V_{ac} \sin(\alpha + u + \gamma') - \frac{I_d}{\omega C} \gamma' + \frac{I_d}{3\omega C} \pi - v_b \left(\frac{\alpha + u}{\omega} \right) \quad (14)$$

$v_b \left(\frac{\alpha + u}{\omega} \right)$ は, (7) 式より求まる。従って α, u, γ' の関係を求めると (15) 式となる。

$$0 = \frac{\sin \left(\frac{u}{\omega \sqrt{LC}} \right)}{\frac{1}{\omega \sqrt{LC}}} \left\{ \sqrt{2} V_{ac} \left[\left(\frac{1}{\omega^2 LC} - 1 \right) \sin(\alpha + u + \gamma') - \frac{1}{\omega^2 LC} \sin(\alpha + u) \right] - \frac{1}{\omega C} \left(\frac{1}{\omega^2 LC} - 1 \right) I_d \gamma' \right\} + \sqrt{2} V_{ac} \left\{ \cos \alpha - \cos(\alpha + u) \cos \left(\frac{u}{\omega \sqrt{LC}} \right) \right\} + \left(\frac{1}{\omega C} - \omega L \right) \left(1 + \cos \frac{u}{\omega \sqrt{LC}} \right) I_d \dots\dots\dots (15)$$

ここで (10) 式の場合と同様に転流コンデンサの存在しない場合を考えると, $C \rightarrow \infty$ とした極限値を求めればよい。これは (16) 式となる。

$$0 = -u \sqrt{2} V_{ac} \sin(\alpha + u + \gamma')$$

$$\alpha + u + \gamma' = n\pi, n = 0, 1, 2, \dots\dots\dots (16)$$

$n = 1$ に対して (16) 式は他励式変換器の α, u, γ の関係式に一致する。従って (15) 式は他励式変換器を含む CCC の α, u, γ と V_{ac}, I_d の関係を表す一般式になっていることが認められる。

図4 実余裕角制御算出式の収束特性
Fig. 4. Convergence characteristics of Aγ'R formular

3. CCC の実余裕角制御のモデル化と特性

〈3・1〉 実余裕角制御モデル 他励式変換器では余裕角 (γ) と機器定数 (L), 状態変数 (I_d, V_{ac}) から制御角 (α) は (17) 式に示す簡単な解析解として得ることが可能である。この式は転流重なり角が 60° 以下の領域で成立し、転流重なり角は式の導出の過程で相殺・消去される。変換器の出力を実効値として扱う解析では (17) 式は開ループタイプの定余裕角制御に適用することができる。また α より γ を算出する式に変形し、フィードバック系を付加することで閉ループタイプの定余裕角制御モデルとして扱える。

$$\alpha = \cos^{-1} \left(-\cos \gamma + \frac{\sqrt{2} X I_d}{V_{ac}} \right) \dots \dots \dots (17)$$

CCC に対して定実余裕角制御をモデル化する場合にも、他励式における (17) 式と同様な制御角 (α) 若しくは実余裕角 (γ') の算出式が必要になる。バルブのスイッチング動作まで模擬した解析には、バルブ電圧から実余裕角を実測し制御系にフィードバックする方式が提案されているが、実効値での解析に適用できる実余裕角制御系モデルはない。前章では CCC に対する $\alpha, u, L, C, I_d, V_{ac}$ の関係を (10) 式に、 $\alpha, u, \gamma, L, C, I_d, V_{ac}$ の関係を (15) 式に導出した。本章ではこれらを用いて CCC の実余裕角制御のモデル化を行う。なお閉ループ・開ループタイプとも制御角と実余裕角は同じ関係式に基づくため、動特性を考えなければ同じ制御角の値が出力される。本稿では両者の区別をせず、実余裕角設定値に従う制御角を実効値解析上で求める実余裕角制御モデルを対象とする。

(10),(15) 式は両者とも複雑な非線形方程式であり、他励式変換器のように 2 式の間で転流重なり角 (u) を相殺・消去し α と γ' の関係式としてあらわすことは難しく、 α 又は γ' の解析解を求めるのは非常に困難である。 u に関する解析解を (10) 式より求めることも同様に困難である。したがってこれらの関係式に基づいて、収束計算による数値解の算出のモデル化を行う。

(10), (15) 式の左辺を各々 $f_1(\alpha, u)$, $f_2(\alpha, u)$ とおく。 f_1, f_2 の α, u に対するヤコビアンを求め、(18) 式を満たすよう収束計算を行い α 及び u を算出する。

$$J \begin{bmatrix} \Delta \alpha \\ \Delta u \end{bmatrix} = 0 \text{ ただし, } J = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial \alpha} & \frac{\partial f_1}{\partial u} \\ \frac{\partial f_2}{\partial \alpha} & \frac{\partial f_2}{\partial u} \end{bmatrix} \cdot (18)$$

ここで CCC の変換器用変圧器の漏れインピーダンスに対する転流コンデンサインピーダンスの比を補償度 (CF: Compensation Factor) とする。CF=0% はコンデンサ容量が無限大、つまり他励式変換器となる。図 4 は CF=0%, 99%, 200%, 500% の各補償度に対して、 $0.1 \leq V_{ac} \leq 1.5 \text{ p.u.}$, $0.1 \leq I_d \leq 1.5 \text{ p.u.}$ の範囲で $\gamma' = 18^\circ$ となる制御角を (18) 式の収束計算により求めた場合の収束結果である。但し変圧器漏れインピーダンスは 18% (自己容量ベース) としている。

図 4(a) の他励式変換器では、 $V_{ac} = 0.1 \text{ p.u.}$ 付近で収束解を得ることができない。収束解が得られなかった条件では、 α に対して γ' は 18° 未満のものしか存在せず、収束計算で同時に得られる転流重なり角は $u \leq 60^\circ$ の制約を満たしていなかった。図 4(b) の CF=99% に対しては、全領域で妥当な収束解が得られた。図 4(c)(d) に示す補償度の大きい CF=200%, 500% の場合、補償度により収束解が得られない範囲が若干変わるものの、他励式変換器と同様に交流電圧が低く直流電流が大きい場合に収束解が得られない。この時収束解が得られない原因は α に対する γ' の最小値が 18° より大きくなるためであり、このとき同時に $u \leq 60^\circ$ の制約違反を起こしていない。従って (18) 式の収束計算で収束解が得られる場合は、得られた α の値をそのまま出力し、収束解が得られない場合は $u \leq 60^\circ$ の制約満足の有無で α の上・下限値を選択することで、全運転領域における実余裕角制御出力値を得ることが可能である。

以上に示した (18) 式を用いた収束計算による数値解算出系が、本稿で提案する CCC の実余裕角制御モデルとなる。CF=0%~500% の比較的広い範囲の補償度に対して、本収束計算で収束解が得られる場合は 0.1° 以下の収束精度を繰返し回数が 3~5 回で得られており、収束の可否の判断は高速かつ容易に行える。従ってデジタル制御系への適用を前提とすれば、制御装置の計算処理能力の点でも十分に実現可能な実余裕角制御系となる。次章の解析では、ここで述べた実余裕角制御系モデルを変換器制御系に適用する。

〈3・2〉 補償度の実余裕角特性への影響 各補償度における $\gamma' = 18^\circ$ に対応する α を交流電圧・直流電流に対して求めたものを図 5 に示す。図 5(a) CF=0% の他励式変換器では定格において $\alpha = 140.4^\circ$ となり、交流電圧の低下及び、直流電流の増加に対し α は減少する。図 5(b) CF=99% に対しては、定格において $\alpha = 150^\circ$ となり、他励式に比べ α が 9.6° 大きくなる。さらに他励式では逆変換運転が不可能な交流電圧が低く直流電流の大きい領域において、転流コンデンサによる転流補助効果が大きく、 α を定格時の値に近い 140° 付近に保つことが可能になる。但し直流電流増加・交流電圧低下に対して α

図 5 直流電流・交流電圧に対する $A\gamma/R$ 制御角Fig. 5. α of $A\gamma/R$ to I_d and V_{dc} 図 6 $\gamma' = 18^\circ$ に対する α の補償度特性Fig. 6. α characteristics to CF with $\gamma' = 18^\circ$

は減少しており、実余裕角制御自体は他励式変換器と同じ傾向の特性を示す。図 5(c),(d) は $CF=200\%$, 500% に対する結果であり、各々定格に対し $\alpha = 159.7^\circ, 190.1^\circ$ となっている。交流電圧の低下及び、直流電流の増加に対して α は増加する。これは図 5(a),(b) に対する逆特性となる。

定格交流電圧 (1p.u.) において、 $\gamma' = 18^\circ$ となる α を直流電流をパラメータとして求めたものを図 6 に示す。転流開始時における転流コンデンサの充電電圧は $\langle 2 \cdot 1 \rangle$ で示したように $\frac{\pi}{3\omega C} I_d$ であり、直流電流及び補償度に比例する。図より α は補償度に比例し、 $I_d = 1$ p.u. において傾きは $9.8^\circ/100\%$ である。また傾きは直流電流の大きさに対して $0.08/pu$ の割合で増加しており、 $\alpha = 160^\circ$ 付近においてはほぼ線形的な結果が得られている。直流電流と補償度の積が等しいと充電電圧は等しいが、転流重なり角の大きさは直流電流により大きく変わる。転流重なり角を考えなければ図 6 における各電流の応答は一点で交差するが、これがあるために交点は一点とならない。交点の存在する補償度 $200\% \sim 250\%$ の領域を境にして、これ以上の補償度では実余裕角制御された CCC の特性は直流電流が大きいほど α の値が大きくなり、他励式変換器の逆特性を示すようになる。

4. CCC の定実余裕角特性と交流電圧安定性

他励式変換器では定余裕角制御での逆変換運転時に、

図 7 定余裕角制御の電圧安定性への影響

Fig. 7. Effect of $A\gamma R$ on AC voltage stability

変換器の無効電力出力特性と順変換器側の定電力制御系との相互作用により交流電圧不安定現象を起こすことが知られている⁽¹¹⁾。この現象は逆変換器側の交流系統が、短絡容量の小さい弱小系統の場合に顕著になり安定運転を維持することが難しくなる。

他励式変換器での交流電圧不安定現象の発生要因は図 7(a) のように表される。前章では CCC を一定実余裕角となるように運転した場合の特性は、転流コンデンサの補償度を高くすると他励式変換器とは逆特性になることを示した。この性質を利用すると図 7(b) のように、他励式変換器の定余裕角制御に起因する交流電圧低下と無効電力消費の増大のループが無くなるため、交流電圧不安定現象を防ぐことが可能になる。また補償度が低い場合においても他励式変換器的な性質が弱くなるため、電圧不安定を引き起こし難くなるものと考えられる。

電圧安定度の判別方法としては、変換器の動作点における $\frac{dV}{dQ}$ で求められる電圧安定度指標 (Voltage Stability Factor: VSF) を用いる方法がある⁽¹⁰⁾。これは交流電圧変化に対する交直変換器の無効電力変動が、交流系統側からの無効電力供給で補償可能か否かを示すものである。本章では CCC の逆変換運転時における定実余裕角制御

図8 CCCの電圧安定性解析モデル

Fig. 8. CCC model for voltage stability analysis

が及ぼす交流電圧安定性への影響について、VSFを用いて定量的な評価を行なう。

〈4・1〉解析モデル 図8は交流電圧安定性の解析に用いた交直連系システムの簡略化モデルであり、CCCを逆変換器としている。定常状態において直流・交流系の有効・無効電力は各々平衡しており(19)式が成り立つ。

$$\begin{cases} 0 = P_{IN} - R_d I_d^2 + P_{dc} \\ 0 = -P_{dc} - P_{ac} + P \\ 0 = -Q_{dc} - Q_{ac} + Q \end{cases} \quad (19)$$

交流系統側の有効・無効電力は(20)式で表される。

$$\begin{cases} P_{ac} = \frac{V_{ac}}{R^2 + X^2} \{ R(V_{ac} - V_s \cos \delta) + X V_s \sin \delta \} \\ Q_{ac} = \frac{V_{ac}}{R^2 + X^2} \{ X(V_{ac} - V_s \cos \delta) - R V_s \sin \delta \} - B_C V_{ac}^2 \end{cases} \quad (20)$$

CCCの有効・無効電力出力は、変換器出力交流電流の基本波成分実効値と交流電圧より(21)式のように求まる。但し変換器出力交流電流波形は、転流コンデンサの影響を考慮している。

$$\begin{cases} P_{dc} = \frac{3V_{ac}I_d}{\sqrt{2}\pi} \left\{ B + \frac{C}{2} \left[-BE + \frac{FH}{2} \right] \right\} \\ Q_{dc} = \frac{3V_{ac}I_d}{\sqrt{2}\pi} \left\{ A + \frac{C}{2} \left[-BD + \frac{FG}{2} \right] \right\} \end{cases} \quad (21)$$

但しここでは、 $A = \sin \alpha + \sin(\alpha + u)$, $B = \cos \alpha + \cos(\alpha + u)$, $C = \frac{1}{-\cos \alpha \cos \frac{\alpha+u}{\omega\sqrt{LC}} + \cos(\alpha+u) \cos \frac{\alpha}{\omega\sqrt{LC}}}$,

$$D = \frac{1}{M} [\sin \alpha M - \sin(\alpha + u) M] + \frac{1}{N} [\sin \alpha N - \sin(\alpha + u) N],$$

$$E = \frac{1}{M} [\cos \alpha M - \cos(\alpha + u) M] + \frac{1}{N} [\cos \alpha N - \cos(\alpha + u) N],$$

$$F = \cos \frac{\alpha}{\omega\sqrt{LC}} + \cos \frac{\alpha+u}{\omega\sqrt{LC}},$$

$$G = \sin 2\alpha - \sin 2(\alpha + u) - 2u,$$

$$H = \cos 2\alpha - \cos 2(\alpha + u),$$

$$M = 1 + \frac{1}{\omega\sqrt{LC}}, N = 1 - \frac{1}{\omega\sqrt{LC}}$$

順変換器側を直流定電流制御(ACR: $\Delta I_d = 0$)と定電力制御(APR: $\Delta P_{IN} = 0$)の2ケースについて検討を行う。CCCは定実余角制御($A\gamma'R: \gamma' = 18^\circ$)で逆変換動作しているものとする。VSFは動作点における静的な電圧安定度であるため、制御の動特性及び直流リアルトル等は省略している。解析条件を等しくするため順変換器端送電有効電力(P_{IN}): 1p.u., 交直連系点における交流電圧(V_{ac}): 1p.u., CCCの無効電力は並列コンデンサ等(B_C)で全て補償し、交流送電線の送電端力率を1と

する。(22)式は(19)式を動作点近傍で線形化したものである。

$$\begin{cases} 0 = \Delta P_{IN} - 2R_d I_d \Delta I_d + \Delta P_{dc} \\ 0 = -\Delta P_{dc} - \Delta P_{ac} + \Delta P \\ 0 = -\Delta Q_{dc} - \Delta Q_{ac} + \Delta Q \end{cases} \quad (22)$$

$\Delta P_{ac}, \Delta Q_{ac}$ は、変数である連系点の交流電圧及び位相角($V_{ac} \angle \delta$)の偏微分係数により(23)式のように表される。

$$\begin{bmatrix} \Delta P_{ac} \\ \Delta Q_{ac} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial P_{ac}}{\partial V_{ac}} & \frac{\partial P_{ac}}{\partial \delta} \\ \frac{\partial Q_{ac}}{\partial V_{ac}} & \frac{\partial Q_{ac}}{\partial \delta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V_{ac} \\ \Delta \delta \end{bmatrix} \quad (23)$$

P_{dc}, Q_{dc} は V_{ac}, I_d, α, u を変数に持ち、これらについて動作点近傍で線形化すると $\Delta P_{dc}, \Delta Q_{dc}$ は(24)式のように表される。

$$\begin{bmatrix} \Delta P_{dc} \\ \Delta Q_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial P_{dc}}{\partial V_{ac}} & \frac{\partial P_{dc}}{\partial I_d} & \frac{\partial P_{dc}}{\partial \alpha} & \frac{\partial P_{dc}}{\partial u} \\ \frac{\partial Q_{dc}}{\partial V_{ac}} & \frac{\partial Q_{dc}}{\partial I_d} & \frac{\partial Q_{dc}}{\partial \alpha} & \frac{\partial Q_{dc}}{\partial u} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V_{ac} \\ \Delta I_d \\ \Delta \alpha \\ \Delta u \end{bmatrix} \quad (24)$$

α, u 及び α, u, γ' の関係は V_{ac}, I_d を変数として各々(10), (15)式で表されることを先に示した。これらを用いて(24)式中の $\Delta \alpha, \Delta u$ を消去し(22)式に適用する過程は以下になる。

(10), (15)式の右辺を各々 $f_1(\alpha, u, V_{ac}, I_d), f_2(\alpha, u, V_{ac}, I_d)$ とおき、動作点近傍で線形化すると(25)式となる。

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial \alpha} & \frac{\partial f_1}{\partial u} & \frac{\partial f_1}{\partial V_{ac}} & \frac{\partial f_1}{\partial I_d} \\ \frac{\partial f_2}{\partial \alpha} & \frac{\partial f_2}{\partial u} & \frac{\partial f_2}{\partial V_{ac}} & \frac{\partial f_2}{\partial I_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \alpha \\ \Delta u \\ \Delta V_{ac} \\ \Delta I_d \end{bmatrix} = 0 \quad (25)$$

(25)式を整理すると $\Delta \alpha, \Delta u$ が(26)式で表される。

$$\begin{aligned} [X] \begin{bmatrix} \Delta \alpha \\ \Delta u \end{bmatrix} + [Y] \begin{bmatrix} \Delta V_{ac} \\ \Delta I_d \end{bmatrix} &= 0 \\ \begin{bmatrix} \Delta \alpha \\ \Delta u \end{bmatrix} &= -[X]^{-1} [Y] \begin{bmatrix} \Delta V_{ac} \\ \Delta I_d \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (26)$$

$$\text{但し, } X = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial \alpha} & \frac{\partial f_1}{\partial u} \\ \frac{\partial f_2}{\partial \alpha} & \frac{\partial f_2}{\partial u} \end{bmatrix}, Y = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial V_{ac}} & \frac{\partial f_1}{\partial I_d} \\ \frac{\partial f_2}{\partial V_{ac}} & \frac{\partial f_2}{\partial I_d} \end{bmatrix}$$

(24)式を整理し(26)式を代入することで(27)式のよ

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Delta P_{dc} \\ \Delta Q_{dc} \end{bmatrix} &= [Z] \begin{bmatrix} \Delta V_{ac} \\ \Delta I_d \end{bmatrix} + [W] \begin{bmatrix} \Delta \alpha \\ \Delta u \end{bmatrix} \\ &= [Z - WX^{-1}Y] \begin{bmatrix} \Delta V_{ac} \\ \Delta I_d \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (27)$$

$$\text{但し, } Z = \begin{bmatrix} \frac{\partial P_{dc}}{\partial V_{ac}} & \frac{\partial P_{dc}}{\partial I_d} \\ \frac{\partial Q_{dc}}{\partial V_{ac}} & \frac{\partial Q_{dc}}{\partial I_d} \end{bmatrix}, W = \begin{bmatrix} \frac{\partial P_{dc}}{\partial \alpha} & \frac{\partial P_{dc}}{\partial u} \\ \frac{\partial Q_{dc}}{\partial \alpha} & \frac{\partial Q_{dc}}{\partial u} \end{bmatrix}$$

順変換器側が ACR 運転時は $\Delta I_d = 0$ であり、(27)式の右辺には ΔV_{ac} のみが残る。順変換器が APR 運転の場合は $\Delta P_{IN} = 0$ を(22)式に代入することにより(28)式の関係が得られ、これを(27)式に適用し整理することで $\Delta P_{dc}, \Delta Q_{dc}$ を ΔV_{ac} のみの関係式とすることができる。

$$\Delta I_d = \frac{\Delta P_{dc}}{2R_d I_d} \quad (28)$$

図9 短絡容量に対する VSF

Fig. 9. VSF to SCR

図10 補償度に対する限界(実効)短絡容量

Fig. 10. CSCR and CESC to CF of CC

$\Delta P_{ac}, \Delta Q_{ac}, \Delta P_{dc}, \Delta Q_{dc}$ の関係式より (22) 式は最終的に各運転モードに対して (29) 式に変換される。

$$\begin{bmatrix} \Delta P \\ \Delta Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{11} & U_{12} \\ U_{21} & U_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V_{ac} \\ \Delta \delta \end{bmatrix} \dots\dots\dots (29)$$

VSF は無効電力変化に対する交流電圧変化であるから、(29) 式において $\Delta P = 0$ とすることにより (30) 式のように求まる。

$$VSF = \frac{\Delta V_{ac}}{\Delta Q} = \frac{U_{11}}{U_{12}U_{21} - U_{11}U_{22}} \dots\dots\dots (30)$$

〈4・2〉 VSF の算出結果 本節では CCC を定実余裕角制御で逆変換運転した場合の交流電圧安定性について、前節で導出した VSF を用いて評価する。図 9(a)(b) は転流コンデンサ補償度 (CF) をパラメータとして、逆変換器側交流系統の短絡容量比 (SCR) に対する VSF を、各々順変換器の ACR, APR 運転について示したものである。

図より VSF 値の符号が反転し、電圧安定・不安定の境界となる限界短絡容量比 (CSCR) は、CF=0% の他励式変換器において順変換器 ACR 運転に対し CSCR=1.877 であるが、APR 運転では CSCR=2.37 となり、前者の方がより弱い系統に対しても電圧安定性を維持できる結果が示されている。これは図 7(a) に示したように、順変換

器 APR と他励式逆変換器 A γ R 運転の組み合わせが、弱小交流系統に対して電圧安定性を低下させるためである。CCC の補償度を高くすると順変換器の ACR, APR 運転にかかわらず VSF を低減することができるため、CSCR の値が小さくなり弱小系統に対しても交流電圧安定性が維持できるようになる。

図 10 に、補償度に対する CSCR を示す。CF=115%、CSCR=1.65 で ACR と APR の結果が交差しており、これを境に交流電圧安定性に対する順変換器 ACR, APR 運転の優劣が逆転する。つまり CF=115% 以上では、図 7(b) における定電力制御の応答が電圧安定性を改善するように作用するようになる。この補償度を超えると、従来の他励式で弱小交流系統連系時に交流電圧安定性の面で問題とされてきた順変換器 APR と逆変換器 A γ R の組み合わせがむしろ電圧維持効果を示すようになる。

A γ R の作用により解析モデルの運転条件において、補償度を高くすると制御角 α が大きくなり CCC の無効電力消費も減少する。このため補償度が高くなるに従い、解析条件を一定に保つための力率調整用の並列コンデンサの投入量 (B_C) は減少する。並列コンデンサは (20) 式に $-B_C V_{ac}^2$ の形で含まれており、線形化した ΔQ_{ac} に対して係数 $-2B_C V_{ac}$ で作用し、交流系統の特性として VSF に影響を及ぼす。この無効電力補償による系統の短絡容量への影響を考慮するため、短絡容量から並列コンデンサの無効電力補償容量を差し引いた実効短絡容量に対する VSF として考察する。

補償度に対して、VSF の符号が逆転する順変換器側 ACR, A γ R 両者の限界実効短絡容量比 (CESCR) を図 10 に併記する。順変換器の ACR 運転に対し ESCR で交流系統の強弱を表した場合、補償度を高くすると弱小系統に対して VSF 値が悪化し CESC が増加する傾向を示すが、SCR 値でみると補償度に対して CSCR は低下する。つまり先述の並列コンデンサ容量が ESCR 値に大きく作用している。但し、これは運転条件により変化する。図 10 の CF=310% において、順変換器 ACR 運転, APR 運転の CSCR, ESCR 値が各々交差している。これは、この補償度で CCC の出力力率が 1 となり、無効電力補償量を 0 とするため CSCR=CESC となっているためである。これより大きい補償度では、CCC は無効電力を供給するようになるため解析条件では並列リアクトルによりこれを消費させなければならず、実効短絡容量は短絡容量より大きくなる。従って順変換器 ACR 運転に対して CCC の A γ R 制御による交流電圧安定性の改善効果について一概に優劣はつけないといえる。但し逆変換器ゲートブロック時の余剰無効電力による過電圧の低減という意味では高補償度の CCC は他励式に対して交流電圧特性が優れているといえる。

以上 VSF で表される静的電圧安定性について検討した結果、CCC の定実余裕角制御自体は補償度を高くすることで交流電圧安定性を改善することが確認された。また

順変換器の ACR 運転, APR 運転の違いによる電圧安定性の差が CCC の補償度により変化し, 高補償度ほど APR 運転の方が有利になることを示した。但し, CCC の補償度を高くすると CCC での無効電力消費が減少するため, 無効電力補償の削減量が ESCR 値に対して大きく影響することを示した。

5. まとめ

CCC を高力率領域で運転するには, 他励式変換器と同様に実余裕角制御が必要となる。本稿では実効値解析に適用可能な CCC の実余裕角制御のモデル化を行なった。モデル化のために導出した制御角 (α), 転流重なり角 (u), 実余裕角 (γ') の関係式は, $C \rightarrow \infty$ の極限值で示される他励式変換器を含めた CCC の一般式となっている。導出した式より CCC の実余裕角制御特性を求めた結果, 転流コンデンサの補償度が 200%~250% の領域を境に他励式変換器と逆特性を示すようになることを明らかにした。

さらに CCC の逆変換運転時における定実余裕角制御が及ぼす静的交流電圧安定性への影響について評価するため, 電圧安定度指標 (VSF) の算定式の導出を行なった。VSF の算出結果より, 他励式変換器や補償度 (CF) の低い CCC では順変換器の APR 運転は ACR 運転に比べ弱小系統に対する電圧安定性を悪くするが, CF=115% を超えるところの関係が逆転する。但し交流系統の強弱を実効短絡容量で考えた場合, 補償度を高くすることによる無効電力消費の削減効果が大きく影響する。特に順変換器の ACR 運転に対しては, 補償度が高くなるに従い ESCR の値も大きくなるため, 見かけ上補償度の低いほうが弱小系統に対する電圧安定性が高くなることが判明した。

CCC は補償度により特性が大きく変化するが, 他励式変換器との違いを顕著にするには, 少なくとも補償度が 100%~250% 必要となる。

本稿で導出した CCC の実余裕角制御系モデルは, 動特性解析にも拡張できる。動的電圧安定性, 交直連系系統の安定度の解析及び, これらを考慮した最適な CCC の補償度選択については今後の課題であり, 稿を改めて報告する。

(平成 11 年 08 月 16 日受付, 同 11 年 12 月 17 日再受付)

文 献

- (1) John Reeve, Jon A Baron and G. A. Hanley: "A Technical Assessment of Artificial Commutation of HVDC Converters with Series Capacitors", IEEE Trans. on PAS, Vol.87, No.10, Oct 1968, pp.1830-1840
- (2) H.M. Turanli, R.W. Menzies and D.A. Woodford: "FEASIBILITY OF DC TRANSMISSION WITH FORCED COMMUTATION TO REMOTE LOADS", IEEE Trans on PAS, Vol.103, No.6, June 1984, pp.1256-1262
- (3) Tomas Jonsson and Per-Erik Bjotkund: "Capacitor Commutated Converters for HVDC", IEEE KTH Stockholm Power

- Tech Conference, Stockholm, Sweden, June 18-22, 1995
- (4) D.A. Woodford: "Solving the Ferroresonance Problem when Compensating a Dc Converter Station with a Series Capacitor", IEEE Trans. on PS, Vol.11, No.3, August 1996, pp.1325-1331
- (5) 大西, 松川, 長崎, 黒田, 庵原: 「コンデンサ転流 HVDC 変換器系の交直相互作用の検討」, 電技研資, PE-96-118, pp.111-120, 平成 8 年 9 月
- (6) K. Sadek, M. Pereira et.al.: "Capacitor Commutated Converter Circuit Configurations for Dc Transmission", IEEE PES WM PE-045-PWRD-0-12-1997
- (7) L. Carlsson, A. Persson et.al.: "New Concepts in HVdc Converter Station Design", CIGRE Paris session 1996, Gr14-102, 1996
- (8) 渡邊他: 「運転諸量を考慮したコンデンサ転流型変換器の余裕角制御の検討」, 平 9 電学電力・エネルギー部門大会, 296
- (9) S. Tsubota et.al.: "Controller of the Capacitor Commutated Converter for HVdc Transmission", Proc. on ICPE'98, pp.914-919, Nov. 1998
- (10) A.E. Hammad et.al.: "A Computation Algorithm for Assessing Voltage Stability at AC/DC Interconnections", IEEE trans. on PS, Vol.PWRS-1, No.1, Feb. 1986, pp.209-216
- (11) 林: 「交直連系系統の交流電圧不安定現象の解析」, 電学論 B, 101 巻, 7 号, pp.383-390(昭 56)

舟 木 剛 (正員) 昭和 44 年 2 月 12 日生。平成 5 年 3 月 大阪大学大学院工学研究科博士前期課程修了。平成 5 年 4 月同大学院博士後期課程入学。平成 6 年 4 月より大阪大学工学部電気工学科助手。主に直流送電とパワーエレクトロニクス応用に関する研究に従事。IEEE, 日本大気電気学会, パワーエレクトロニクス研究会会員。

坪 田 慎 二 (学生会員) 昭和 50 年 10 月 1 日生。平成 10 年 3 月 大阪大学工学部電気工学科卒業。平成 10 年 4 月 大阪大学工学研究科電気工学専攻入学。直流送電に関する研究に従事。

松 浦 虔 士 (終身会員) 昭和 13 年 1 月 1 日生。昭和 37 年 3 月 大阪大学大学院工学研究科博士前期課程修了。同年 4 月住友電気工業(株)入社。昭和 52 年 1 月 大阪大学工学部電気工学科助教授。昭和 63 年 3 月同教授。工学博士。電気エネルギーの発生伝送変換制御に関する研究に従事。エネルギー資源学会会員。