電鉄直流き電回路短絡電流の特性と計算法

鉄道技術研究所 藤村敏郎

1. ま え が き

最近の電氣鉄道における輸送量の増大は、交流方式では都市間長距離輸送の新幹線に代表され、直流方式では大都市における通勤輸送に代表される。後者は前者に比し電圧が一けた以上低いため、負荷電流あるいはき電回路に短絡事故発生時の過電流は、負荷増、設備増に伴いますます大となり、従来の保護方式、しゃ断方式でじゅうぶんか否か再検討の必要がある。特に多回線を有する大容量直流変電所近傍で短絡事故発生時には、現在の高速度しゃ断器の定格を上回る過電流となる恐れがあるが、その正確な計算法は確立されていない。筆者は電鉄直流変電所における直流短絡現象とその計算法を明らかにするとともに、簡易計算法を提案し、さらに低電圧電源による直流変電所の直流側短絡試験を実施することにより、これらの裏づけを行った。

2. 直流き電回路短絡電流の概要

直流き電回路に短絡事故が発生した場合、並列き電中の2変電所のき電用高速度しゃ断器、あるいは付属の故障選択装置によりこれを検出しゃ断する方式がとられている。また、その電流値が大なる場合は、変電所整流器の直流側高速度しゃ断器が、さらに大なる場合は交流側しゃ断器もしゃ断される。しかし、ここで問題としている大容量多回線直流変電所の直近箇所での短絡事故時に、もしその回線の高速度しゃ断器が大電流のためしゃ断不能となると、たとえ当該変電所の整流器用しゃ断器がしゃ断され、停電状態となっても隣接変電所から事故回線以外の回線を通じて事故電流が供給される恐れがある。したがって、ここでは以下

の前提で検討を行なうこととした。

(1) 短絡事故が起こりうる箇所では、かつ変電所に最も近い箇所として、引出口の第1き電分岐点を事故点に選ぶ。

(2) したがって、短絡電流は直流側に低インピーダンスを持つ多相整流回路の過渡現象となる。

(3) 電源停電後の隣接変電所よりの流入電流は、多線条(多回線)き電回路インピーダンスを直流側インピーダンスとする整流回路の過渡現象となる。

以上のように、直流き電回路の短絡電流は交流側、直流側にそれぞれインピーダンスを有する多相整流回路の過渡現象を解くことにより求められることになる。

そして、これらのインピーダンスが周波数、時間などに無関係な単純な抵抗とインダクタンスの直列回路である場合については、すでに中前により計算法が示されている。⁽¹⁾ ただし、電鉄回路のように直流側の整流器より第1き電分岐まで、あるいは変電所間の多回線が並列となったインピーダンスは単純ではない。したがって、まず直流側インピーダンスの性格を明らかにし、ついで上記計算法⁽¹⁾への適用法を検討する。

3. 直流き電回路定数

直流き電回路は、き電線とトロリー線(場合により補助吊架線も含む)よりなる架空部分と、地上に布設された鋼鉄製軌条の帰回路側より構成され、さらに軌条と大地間には漏れ抵抗が存在している。したがって、これを交流、直流あるいは周波数などに無関係な、単なるインダクタンスと抵抗の直列回路に置き換えることは厳密な意味ではできない。一方、直流回路の過渡現象を取り扱う場合のいわゆる単位入力電圧は

$$E1 = \frac{E}{2} + \frac{E}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\sin \omega t}{\omega t} d\omega \dots\dots\dots (1)$$

で表わされ、きわめて低い周波数からきわめて高い周

Short-Circuit Current in DC Feeding Circuit and its Calculating Method. By T. FUJIMURA, Member (Railway Technical Research Institute).

藤村敏郎: 正員, 鉄道技術研究所

波数成分を含んでおり、ある回路に単位入力電圧を与えたときの過渡電流は、この各周波数成分に対する応答と直流分との和で表わされることとなる。そして、ここで取り扱おうとしてしている大電流の高速度しゃ断器によるしゃ断現象は、通常数十 ms 以内の現象である。このことにより、上記周波数成分が数十 Hz 以上の入力電圧に対する応答で、この短時間の現象を取り扱うことができるものと考えられる。

また、実回路をインダクタンスと抵抗の直列回路と見た場合の見かけ上のインダクタンスの計算あるいは測定では、直流定常値に対するものは抵抗値のみで、これは簡単な計算で比較的正確に求められるが、交流に対するものは計算がやや複雑であり、むしろ一定周波数、特に商用周波数による実測がきわめて簡単である。直流過渡現象による方法は最も正確であろうが、測定が交流に比し簡単ではない。したがって、商用周波電源による測定で、き電回路短絡現象初期に使用できる回路定数が得られれば、きわめて有用かつ実際的方法であり、また上記周波数成分を考慮してもその可能性がじゅうぶんあるので、まず回路定数の周波数特性を計算し、次いで交流（商用周波）による定数測定、直流過渡現象による定数測定を行ない、交流測定法の実用性を確認することとした。なお、対象箇所は神田変電所第1き電分岐と、神田～東京変電所間（こう長 1.4 km, 1～8 回線）、さらに変電所間隔の長い箇所の例として向河原一溝ノ口間（7.2 km, 1～2 回線）とした。ただし、測定は直流母線以降を対象とし、整流器～母線間は除いた。

〈3・1〉周波数の関数としての定数計算 直流き電回路は既述のように少なくとも架空部分はトロリーとき電線が並列となり、複線以上ではさらに並列回線がふえる。帰回路側も同様である。第1図に示すように変電所 SS_1 , SS_2 間で架空側導体 M 本、帰回路側導体 N 本の平行往復線路の端子 A , B より見たインピーダンスは直流過渡現象の面からは等価的なインダクタンス L と抵抗 R の直列回路で表現できれば好

第1図 直流き電回路構成略図

Fig. 1. Outline of DC feeding circuit.

つうであるが、特別の場合を除き不可能である。ただし交流の場合には一定周波数に対し AB 間のインピーダンスを

$$Z = R + j\omega L$$

の形で求めることは可能である。これは以後述べる軌条の表皮効果の影響を考慮する際にも便利である。図のインピーダンスを決定する主たる要素としては次の諸点が考えられる。

- (1) 導体の幾何学的配置
- (2) 軌条に対する表皮効果
- (3) 大地漏れの影響

すなわち、(1)は導体の外部インダクタンス L_0 、相互誘導係数を決定し、(2)は軌条の抵抗、内部インダクタンス L_i に影響を与え、(3)は単に帰回路の抵抗を減ずるのみならず交流的には大地帰回路として前記 L_0 , M にも影響を与える。

計算方法としては、東京～神田間にあってはき電区間長が短いので中間における大地漏れを無視し、第2図に示す回路に単位電流を流し、また向河原一溝ノ口間にあっては比較的長いので第3図の回路に単位電流を流し、そのときの架空部分の電圧降下 V_1 と帰回路部分の電圧降下 V_2 の和を求め、これを AB 間のインピーダンス Z_{00} とした。すなわち

第2図 神田～東京間等価回路

Fig. 2. Equivalent circuit between Kanda-Tokyo.

第3図 向河原一溝ノ口間等価回路

Fig. 3. Equivalent circuit between Mukaigawara and Mizonokuti.

第 6 図 神田—東京間交流インダクタンス
(1~8 回線並列)

Fig. 6. AC inductance between Kanda and Tokyo.

第 7 図 向河原—溝ノ口間交流インダクタンス
Fig. 7. AC inductance between Mukaigawara and Mizonokuti.

第 8 図 神田—東京間回路インダクタンス
の時間的变化

Fig. 8. Change of the circuit inductance with varying time.

第 9 図 直列ならびに交流による回路イン
ダクタンス測定値

Fig. 9. Circuit inductance measured
by DC and AC.

は時間とともに増大し、回線増によりその傾向が大きい。これは表皮効果の影響であるとともに全体のインダクタンス中、軌条部分の割合が大きくなるためと考えられる。また交流測定インダクタンスは直流測定 ($t=0$ 時) とよく一致している。(第 9 図参照) この点からも、高速度しゃ断器のしゃ断現象を取り扱う場合には、見かけ上のき電回路インダクタンスとしては、50 Hz による測定値を用いてよいものと考えられる。

4. 整流回路の直流短絡現象

交流側および直流側にそれぞれ抵抗とインダクタンスの直列回路よりなるインピーダンスを有する多相整流回路の過渡現象計算には、三相ブリッジ接続のものについては、電流通過モードを単流期間、整流(転流)期間、短絡期間の三つに分けて計算機で行なう方法がある。そこでこの方法が軌条を含む具体的な電回路の短絡現象計算に適用できるか否か、またどのような形の直流側インピーダンスを用いるべきかを確認するため、前節の神田変電所における直流インピーダンスを用いた計算結果と、同変電所における低電圧短絡試験結果の比較検討を行ない、さらに短絡電流の簡易計算法の検討を行なう。

〈4.1〉 低電圧による短絡試験と比較計算 実電圧による整流器の短絡試験はしゃ断器をしゃ断させずに行なうことは不可能であるので整流器用変圧器を 2 段落して低電圧(約 6%)とし、母線短絡、変電所引出口第 1 き電分岐短絡、および隣接東京変電所間の多回線並列インピーダンスによる短絡試験を実施した。また比較のための計算は以下の手順によった。

第 10 図 第 1 き電分岐短絡電流(低電圧)

Fig. 10. Short-circuit current at the first feeding point.

第 11 図 8 回線並列短絡電流(低電圧)

Fig. 11. Short circuit current by parallel feeders.

(1) 低電圧のため整流素子の順電圧降下が無視できないのでこれを考慮した。

(2) 母線短絡時の直流側インピーダンスは鉄を含まず、単純なインダクタンス、抵抗の直列回路であるので、試験結果と計算結果より母線～整流器間のインピーダンスを推定し、母線短絡以外の計算時に加算した。

(3) 母線以降の直流側インピーダンスには、イン

ダクタンスには 50 Hz による測定値を、抵抗値には直流定常値による測定値を用いた。

試験結果と比較計算結果の例を第 10 図～第 11 図に示す。しゃ断現象を取扱う範囲(約 20 ms)内ではよい一致を示している。これで実際の直流電鉄き電回路での短絡電流を過渡的に求めるには

(1) 交流側、直流側にそれぞれインピーダンスを有する多相整流回路の過渡現象として計算すればよい。

(2) そのときの直流側インピーダンスには、インダクタンスとしては商用周波数による測定値を抵抗値としては直流抵抗値を用いればよい。

〈4・2〉 短絡電流の簡易計算法

直流短絡電流は前項の方法で計算できるが、さらに手計算で可能な簡易な方法を提案する。すなわち、整流回路を過渡状態において見かけ上一定の内部インピーダンスを持つ理想的な直流電源に置き換え、しゃ断現象が問題となる範囲内で実電流とはほぼ一致する、後述の「等価短絡電流」を求める方法である。整流回路は定常電流(誘導性負荷)に対してはよく知られているように、⁽³⁾ 転流重なり角 u が 60° 以内では電圧は直線的に低下し、これを第 1 モードといい、次いで位相遅れ角 δ が発生し、 $\delta=30^\circ$ までを第 2 モード、それ以降を第 3 モードという。第 2 モード以降では電圧降下の割合は第 1 モードより次第に大きくなる。すなわち、全電流領域に対し一定の内部抵抗ではない。一方、過渡時には今回の計算範囲ではこの第 1 モード第 2 モードに相当する単流期間と整流期間のくり返しとなる場合が多く、中でも整流期間の占める部分がとくに多い。このときの電圧降下と電流との関係を明らかにする。第 12 図の等価回路(転流中の現象)より u, v 相につき次式が成立する。

第 12 図 転流中の等価回路

Fig. 12. Equivalent circuit during commutating period.

$$E_p = E_u - L_a \cdot di_u/dt - R_a i_u \dots\dots\dots (6)$$

$$E_p = E_v - L_a \cdot di_v/dt - R_a i_v \dots\dots\dots (7)$$

$$\therefore E_p = (E_u + E_v)/2 - L_a/2 \cdot di_d/dt - R_a \cdot i_d/2 \dots\dots\dots (8)$$

右辺第2項はインダクタンス、第3項は抵抗による電圧降下で、 ω 相中のものをあわせると交流中の見かけの内部インダクタンス L_{ei} と内部抵抗 R_{ei1} は

$$L_{ei} = 1.5 L_a \dots\dots\dots (9)$$

$$R_{ei1} = 1.5 R_a \dots\dots\dots (10)$$

となる。(8)式の第1項は転流によるもので主に転流期間に支配される。過渡現象中の転流現象は定常電流に対するものとやや異なった点がある。第12図において u 相より v 相の転流が $t=0$ で開始されたとすれば、転流中は次式が成立する。

$$L_a \frac{di_c}{dt} + R_a i_c = \frac{1}{2} \{ \sqrt{2} E_c \sin(\omega t + \beta) + L_a di_d/dt + R_a i_d \} \dots\dots\dots (11)$$

ただし、 $E_v - E_u = \sqrt{2} E_c \sin(\omega t + \beta)$

$\omega = 2\pi f$, β : 転流開始時の電圧位相角

すなわち、 $i_c=0$ ではじまり $i_c=i_d$ で転流は終わる。電流 i_d は過渡時はほとんど直線的に増加中で、転流中は $L_a \cdot di_d/dt + R_a i_d$ はほぼ一定と考えられるので、これを ΔE_d とすれば(11)式は

$$L_a \frac{di_c}{dt} + R_a i_c = \frac{1}{2} \{ \sqrt{2} E_c \sin(\omega t + \beta) + \Delta E_d \} \dots\dots\dots (12)$$

となり、結局 i_c は次式で求められる。

$$i_c = \sqrt{2} I_c \left\{ \sin(\omega t + \beta - \varphi) + \sin(\varphi - \beta) \varepsilon^{-\frac{R_a}{L_a} t} \right\} + \frac{\Delta E_d}{2 R_a} \left(1 - \varepsilon^{-\frac{R_a}{L_a} t} \right) \dots\dots\dots (13)$$

$$\text{ただし、} I_c = \frac{E_c}{\sqrt{(2 R_a)^2 + (2 \omega L_a)^2}}$$

$$\varphi = \tan^{-1} \frac{\omega L_a}{R_a}$$

転流期間を u とすれば転流終流時には $i_c = i_d$ となり

$$i_d = \sqrt{2} I_c \left\{ \sin(u + \beta - \varphi) + \sin(\varphi - \beta) \varepsilon^{-\frac{R_a u}{\omega L_a}} \right\} + \frac{\Delta E_d}{2 R_a} \left(1 - \varepsilon^{-\frac{R_a u}{\omega L_a}} \right) \dots\dots\dots (14)$$

通常 $\omega L_a \gg R_a$ であるので省略計算を行なえば

$$i_d = \sqrt{2} I_c \{ \cos(\beta) - \cos(u + \beta) \} \dots\dots\dots (15)$$

これは位相制御された定常電流に対するものと同形式であるが現象的には異なった点がある。第13図に過渡時の電圧電流の変化の模様を模型的に示す。要約

第13図 整流回路過渡時電圧波形

Fig. 13. Transient voltage wave-form in rectifier circuit.

すれば次のとおりである。

(1) 定常状態と異なり、非転流相では $\Delta E_d = L_a \cdot \frac{di_d}{dt} + R_a i_d$ なる電圧降下を伴う。

(2) したがって、初期の転流は $\gamma \left(= \sin^{-1} \frac{\Delta E_d}{\sqrt{2} E_c} \right)$

だけ定常時より早くはじまる。 $(\beta = -\gamma)$

(3) 直流側電流 i_d の増大に伴い転流角 u は 60° 以上となり、転流開始位相は次第に遅れ、遅れ角 δ ($\beta = \delta$) が発生し、定常時と似た位相制御された形(第2モード)になる。ただし第2モードへの移行は ΔE_d の影響で定常時より遅れる。

(4) 第2モードでは δ の増大に伴ない u は減少し、電流 i_d は急速に最終値に近づく。ただし u の値は定常時より大きい。

(5) 第3モードへの移行も u が大なるため定常時より大なる電流領域で行なわれる。ただし ΔE_d の影響で δ は定常時より小なる領域 (30° 未満)にとどまる。

すなわち、特徴的なことは β が負の値をとりうること、 $u > 60^\circ$ の状態があること(これは過渡時で電流が増大中であるので当然である)、したがって、大なる電流領域まで第1モードに近い電圧降下と電流の比例性が保たれることなどである。

次に転流中の電圧は2相間の平均電圧の点より、平均電圧降下 ΔE_c は $\beta \leq 0$ すなわち、 $\beta = -\gamma$ の領域では第13図より

$$\begin{aligned} \Delta E_c &= \frac{p}{2\pi} \int_{-\gamma}^0 \frac{E_u - E_v}{2} d\theta + \int_0^{u-\gamma} \frac{E_v - E_u}{2} d\theta \\ &= \frac{p}{2\pi} \frac{\sqrt{2}}{2} E_c \{ 2 - \cos(u - \gamma) - \cos \gamma \} \\ &\geq \frac{p}{2\pi} \frac{\sqrt{2}}{2} E_c \{ \cos \gamma - \cos(u - \gamma) \} \dots\dots\dots (16) \end{aligned}$$

第 1 表 整流回路短絡電流と等価短絡電流の比較

Table 1. Comparison of rectifier short-circuit currents with equivalent short-circuit currents.

R_d	L_d	I_s kA/ms	I_{ds} kA	I_{ds}' kA/ms	I_{Ds} kA	I_s/I_{ds}'	I_s/I_{Ds}
R_a	$5L_a$	53/25	50.0	53.3/25	72.0	0.955	0.74
"	$10L_a$	48/36	50.1	50.5/52	72.0	0.95	0.67
$2R_a$	$5L_a$	51.2/25	48.1	51.2/25	66.7	1.00	0.77
"	$10L_a$	46.2/36	48.3	48.7/55	66.7	0.95	0.69
$5R_a$	$5L_a$	45.4/27	43.7	45.9/28	54.2	0.99	0.84
"	$10L_a$	43.5/41	43.6	44.1/58	54.2	0.99	0.80
$10R_a$	$5L_a$	38/33	38.2	38.8/29	41.3	0.98	0.92
"	$10L_a$	37/49	37.9	38.2/56	41.3	0.97	0.90

ただし、 p : 転流相数

このときの直流電流は省略計算では

$$i_d = \sqrt{2} I_c \{ \cos(\gamma) - \cos(u - \gamma) \} \quad \dots (17)$$

今回の計算範囲では $\cos \gamma \approx 1$ であるので

$$\Delta E_c \approx \frac{p}{2\pi} \frac{\sqrt{2}}{2} E_c \{ \cos \gamma - \cos(u - \gamma) \} \quad \dots (18)$$

となり、定常時と全く同じこととなり、転流による見かけ上の内部抵抗として次式が成立する。

$$R_{ei} = \frac{\Delta E_c}{i_d} = \frac{p}{2\pi} X = 0.955 X \quad \dots (19)$$

ただし、 $X = \omega L_a$ 第2モードについては、たとえば第13図において $\omega L_a \gg R_a$ なる条件で

$$i_d = \sqrt{2} I_c \{ \cos \delta_1 - \cos(\delta_1 + u_3) \} \quad \dots (20)$$

$$\Delta E_c = \frac{p}{2\pi} \frac{\sqrt{2}}{2} E_c \{ \cos \delta_1 - \cos(\delta_1 + u_3) + 2 - 2 \cos \delta_2 \} \quad \dots (21)$$

となり、電圧降下は第1モードより大となるが

$u_3 > 60^\circ$ の点より、 δ による位相制御が電圧降下へ与える影響は定常時より小となる。なお直流変電所を対象とした実回路では必ずしも $\omega L_a \gg R_a$ ではないので、厳密には電流は (14) 式によらなければならない。

以上の諸点より過渡時には相当大電流領域まで、定常時第1モードとほぼ同じ転流による内部抵抗を有するものとして取り扱える見通しが得られた。そこで整流回路の過渡現象を

(1) 整流回路無負荷平均電圧を電源電圧とし

第 14 図 整流回路短絡電流と等価短絡電流 (例 1)

Fig. 14. Rectifier short circuit current its equivalent waveform.

(2) $L_{ei} = 1.5 L_a$ を内部インダクタンス、 $R_{ei} = 1.5 R_a + 0.955 X$ を内部抵抗とする直流電源

に対する過渡現象として取り扱い、このときの直流電流を「等価短絡電流」と仮称することとした。計算例を第14図～第15図、第1表に、計算機による精密計算と比較して示す。実電流の最終値、あるいはピーク値に相当近いところまでよい一致を示している。直流側(負荷)インダクタンス L_d が $L_d \geq 5 L_a$ なる条件では実電流最終値の95%以上まで5%以内の誤差で一致し、 $L_d = 2 L_a$ でも10%以内の誤差で一致している。高速度しゃ断器のしゃ断現象を対象とする範囲では、この「等価短絡電流」によってもじゅうぶん正確な検討を進めることができよう。これで電鉄変電所の短絡電流の過渡状態をきわめて簡単に計算でき

第 15 図 整流回路短絡電流と等価短絡電流 (例 2)

Fig. 15. Rectifier short circuit current and its equivalent waveform.

ることとなった。

5. む す び

大容量直流電鉄変電所の短絡電流の様相を明らかにするため、軌条を含む多線条き電回路の過渡時直流インピーダンスを明らかにするとともに、整流回路の直流側インピーダンスにこのインピーダンスを用いた過渡現象計算結果が低電圧短絡試験結果とよく一致することを確認した。そしてさらに簡易な計算法として、整流回路をその交流側インピーダンスより求められる一定の内部インピーダンスを有する直流電源に置きかえる方法を提案し、高速度しゃ断器による保護を問題とする範囲内ではじゅうぶん等価性のあることを明らかにした。具体的な各変電所における短絡電流の計算

には、それぞれの箇所における直流側の第1き電分岐インピーダンスを求める必要があり、また大なる短絡電流に対する保護上の対策を考慮しなければならないが、これについてはあらためて報告したい。なお整流回路過渡現象の計算機による計算法については広島大学中前教授のご好意に負うところきわめて大きくここに深く謝意を表します。また終始ご指導ご協力頂きました鉄道電化協会直流回路研究委員会 山村 昌委員長はじめ委員の方々に深謝致します。

(昭和47年6月10日受付, 同47年7月11日再受付)

文 献

- (1) 中前：電学誌, 86, 1515 (昭 41-9)
- (2) 宮下：電気鉄道より通信線への誘導障害とその防止方法 26
- (3) たとえば, 電気学会静止電力変換装置 195 (昭 44-4)