SF₆ ガス遮断器の高周波電流遮断時のアーク抵抗, アークコンダクタンスの測定方法

正員 岡 部 成 光 (東京電力)

正員 萬 屋 鶴 夫 (東京電力)

正員 財 満 英 一 (東京電力)

正員 西 脇 進 (東 芝)

正員 石 川 雅 之 (東 芝)

正員 中 本 哲 哉 (東 芝)

正員 横 田 岳 志 (東 芝)

Measurement of Arc Resistance and Conductance during Interruption of High Frequency Current on SF₆ Circuit Breaker

Shigemitsu Okabe, Member, Tsuruo Yorozyua, Member, Eiichi Zaima, Member (Tokyo Electric Power Company), Susumu Nishiwaki, Member, Masayuki Ishikawa, Member, Tetsuya Nakamoto, Member, Takeshi Yokota, Member (Toshiba Corporation)

It is not easy to measure arc voltage of reignition high-frequency current at the time of small-current interruption by a high-voltage circuit breaker because arc voltage is much lower than circuit voltage, and the phenomenon is the high-frequency one. There have been few reports on this type of measurement. This paper mainly describes the measuring methods for the above-mentioned arc voltage. The arc voltage was measured by employing a 300 kV SF₆-gas circuit-breaker model in an experimental circuit simulating reignition at the time of reactor-current interruption. Arc resistance and arc conductance were obtained from the measured arc voltage and current. These arc resistance and arc conductance offer the data necessary for clarifying and analyzing reignition surge and high-frequency arc extinction phenomena.

Several methods were employed to measure high-frequency arc voltage. (1) An insulating spacer was utilized as a voltage divider. (2) Clippers were installed for measured signal output. (3) Zero-line shift of voltage-divider output at the time of circuit-breaker reignition was controlled and utilized. (4) Errors due to voltage-divider characteristics included in the original measured waveforms and errors of voltage drop due to stray inductance were corrected. (5) For the above-mentioned correction, a microprocessor was utilized to effect differentiation, integration, and other calculations on waveforms. (6) Signals were optically transmitted.

キーワード：アーク抵抗，アークコンダクタンス，再発弧，高周波電流，SF₆ガス遮断器

1. ま え が き

電力用遮断器で遅れ位相や進み位相の小電流を開閉する際に開閉サージが発生することがある。遮断の際

に再発弧や再点弧が発生すると高周波のサージが発生する。

シャントリアクトルに流れる遅れ小電流を遮断する際のサージ電圧について実測例が幾つか報告されてい

る。再発弧によるサージ電圧によって避雷器が動作した例や、再発弧に続いて遮断器極間を流れる高周波電流を遮断してしまういわゆる高周波消弧による電圧拡大現象の観測例^{(1)~(4)}がある。

これらサージ現象については解析が行われている^{(4)~(7)}。再発弧サージ電圧の大きさについては各系統構成において計算によって求めている⁽⁴⁾⁽⁶⁾が、計算精度の向上のためにはアーク抵抗の情報が必要である。高周波消弧については Mayr 形のアーク動特性モデルを用いて計算している例があるが⁽⁷⁾、精度向上のためにはアーク時定数やアーク損失の実測データが必要である。これらはアークコンダクタンスから求められる⁽⁸⁾。

再発弧高周波電流に対するこれらアーク抵抗、アークコンダクタンスの波形を得るためには、再発弧高周波電流とアーク電圧を測定しなければならない。しかし、高電圧回路における高周波の電流、電圧の測定や、回路電圧に比べてけた違いに小さなアーク電圧の測定は容易ではない。従来、これらの測定について発表された例はほとんどなかった。

著者は、300 kV SF₆ ガスパフファ形モデル遮断器を供試して、再発弧を模擬した試験回路を構成し、高周波電流とそのアーク電圧を測定した。測定には信号の光変換、信号のクリップ、マイクロプロセッサによる信号の補正などの方法を用いた。

2. 試験回路

シャントリアクトル電流遮断時の再発弧とその高周波現象^{(4)~(6)}を模擬して試験回路を構成した。これを図 1 に示す。

図 1 の試験回路の動作を、図 2 を用いて説明する。供試遮断器 GCB を閉の状態から開極する。開極動作と同期して衝撃電圧発生器 IG をスタートする (図 2 の A 点)。コンデンサ C は抵抗体 R を通して充電されて GCB の端子電圧 V_{GCB} が立上る。このとき GCB はまだ開極途中であって、電圧 V_{GCB} が GCB の極間耐電圧以上となると極間で放電する (図 2 の B 点)。すると、図 1 において C-L-GCB の回路に高周波電流 I_{HF} が流れる。更に、IG-R-L-GCB の回路で、IG の電荷が放電され、主として R で決まる疑似直流電流 I_0 が GCB に流れる。GCB の電流 I_{GCB} は I_{HF} と I_0 の重畳したものとなる。

図 2 に示す C 点は高周波電流成分 I_{HF} が減衰して電流零線と接する点である。C 点近傍の電流零点で消弧する場合としない場合とがある。図 2 は消弧した場合を示している。

IG: 衝撃電圧発生器, 2 μ F 100 kV $\times$ 12 段
C: コンデンサ, 5000 pF $\sim$ 40,000 pF
R: 抵抗体, 18 k Ω $\sim$ 36 k Ω
L: リアクター, 180 μ H $\sim$ 870 μ H
PD1: 碍子形分圧器, PD2: スベータ形分圧器
CT: 変流器, E/O: 電気-光信号変換器
GCB: 供試 SF₆ 300 kV モデル遮断器
B₀: プッシング, C₀: 遮断器極間コンデンサ

図 1 試験回路
Fig. 1. Test circuit.

図 2 試験回路における供試遮断器 GCB の端子電圧と電流

Fig. 2. Terminal voltage and current of test circuit breaker GCB in the test circuit.

実際のリアクトル電流遮断における再発弧の発生、再発弧高周波電流、再発弧後の交流電流成分および高周波消弧の発生^{(4)~(6)}は、図 2 において、それぞれ B 点、高周波電流成分 I_{HF} 、直流電流成分 I_0 および C 点近傍の現象に対応している。

一方、実際のリアクトル電流遮断においては、遮断器は開極後いったん数百 A の交流リアクトル電流をその電流零点で遮断し、再発弧はその後、極間に現れる過渡回復電圧で発生する。図 1 の試験回路においては、この数百 A 程度のアーク電流なしに再発弧する試験を行うことになる。一般にリアクトル電流遮断において再発弧する場合はアーク時間が短く、また小電流アークであるので、再発弧高周波アーク現象に対して、リアクトルの交流アーク電流の影響は小さいと思われる。従って、図 1 に示す試験回路は高周波アーク

現象に関して等価性は大きいと思われる。

再発弧高周波電流 I_{HF} の周波数は 275 kHz の系統を模擬した計算例では、100 kHz 程度またはそれ以上であることが報告されている⁽⁴⁾⁽⁶⁾。ここでの測定では I_{HF} の周波数は 27, 56, 177 kHz の 3 種類とした。直流分電流 I_0 についても実系統での現象を念頭において⁽⁶⁾、10~40 A とした。

3. 測定方法

〈3・1〉 アーク電圧の測定

(1) 分圧器の構成 図 1 の試験回路において、GCB のアーク電圧を測定するためには、遮断器極間電圧を測定する必要がある。しかし、次のような問題があった。

(i) 極間には、極間放電前には数百 kV の電圧がかかり、極間放電後の測定したいアーク電圧は数 kV である。数 kV の小さなアーク電圧の測定のために分圧器の分圧比を選定すると、極間放電前の大きな数百 kV の電圧によって測定系が飽和してしまう。

図 3 GCB の端子電圧 V_{GCB} の波形例
Fig. 3. Waveform example of GCB terminal voltage V_{GCB} .

図 4 アーク電圧測定のための分圧器
Fig. 4. Voltage divider for arc voltage measurement.

図 3 は図 1 の試験回路におけるがいし形分圧器 PD_1 で測定した供試遮断器 GCB の端子電圧 V_{GCB} の例である。図 3 は図 2 (a) と対応していて、B 点で GCB の極間が放電し、C 点で高周波電流が消弧している。測定しようとしているアーク電圧の範囲は、図 3 のオシログラムで B 点後のほとんど電圧零である区間 a の部分である。

(ii) 高周波サージ電流を伴った測定であって、アース電位の変動が大きい。

(iii) アーク電圧は数 kV と小さい。従って、アーク電圧に加わって現れる高周波電流回路のインダクタンスによる電圧降下を無視できない。

上記の問題解決のために、図 4 に示すような高電圧導体を支える絶縁スペーサを分圧器として利用し、信号を光伝送する測定方法を採用した。スペーサの接地電位タンク側に埋込まれたシールドリングを利用し、高電圧導体とこのシールドリングとの間の漂遊静電容量 C_1 およびシールドリングと接地電位タンクとの間に接続した二次側静電容量 C_2 との間で分圧器を構成する。この分圧器は次の利点を有する。

(i) 光伝送方式のために高周波サージ電流によるアース電位の変動の影響を抑制することができる。

(ii) 図 1 の PD_2 に示すように、ブッシング B_0 下部のスペーサを用いて、測定点を遮断器接点の近くに設置することができるので、高周波電流回路のインダクタンスによる電圧降下の誤差を小さくすることができる。

図 4 の分圧器において、分圧比は数 kV のアーク電圧測定用にセットした。極間放電前の 500 kV 程度の大きな電圧に対する信号については、クリッパ CL によって抑えて E/O 変換器を保護した。CL は、逆回復時間 2 ns, 端子間容量 2 pF の高速ダイオード 1S1585 を 2 直列逆並列に接続して構成し、その順方向電圧を利用した。主回路電圧は一次側漂遊静電容量 C_1 と二次側静電容量 C_2 とで分圧され、更に R_2, R_3 の回路で分圧される。

用いた分圧器の各定数を表 1 に示す。表 1 における

表 1 図 4 に示すスペーサ利用分圧器の定数
Table 1. Constants of spacer type voltage divider shown in Fig. 4.

1 次側漂遊静電容量 C_1	1.78 pF
2 次側静電容量 C_2	5400 pF
2 次側回路抵抗 $R_2 = R_3$	27 kHz および 56 kHz の測定のとき 5.1 kΩ 177 kHz の測定のとき 2.0 kΩ
E/O の入力抵抗	1 MΩ

一次側漂遊静電容量 C_1 の値については次のようにして求めた。図4に示す分圧器 PD_2 において、 R_2 , R_3 , CL を取りはずして、 C_1 と C_2 だけで分圧器を構成する。これに、数 kV で数十 kHz～数百 kHz の高周波電圧を印加して測定する。一方、分圧比のわかっているがいし形の CR 分圧器 PD_1 で同時に振動電圧を測定して印加電圧を求める。 PD_2 分圧比を $C_1/(C_1+C_2)$ とし、わかっている C_2 の値を用いて C_1 を求める。その結果 $C_1=1.78$ pF を得た。

(2) 分圧器の特性 図4の分圧器において C_2 の端子電圧 V_2 と E/O の入力電圧 V_3 の関係は(1)式ようになる。(1)式において、クリップダイオードの逆方向抵抗については $160\text{ M}\Omega$ (80 V にて) であるので無視した。

$$V_3 = \frac{(R_2 // 2R_{RE} // R_{EO})}{R_3 + (R_2 // 2R_{RE} // R_{EO})} V_2 \quad \dots\dots\dots (1)$$

ただし、 R_{RE} : クリッパ用ダイオードの順方向抵抗, R_{EO} : E/O の入力抵抗 $= 1\text{ M}\Omega$,
 $(R_2 // 2R_{RE} // R_{EO})$: R_2 と $2R_{RE}$ と R_{EO} の並列抵抗

(1)式において、ダイオードの順方向抵抗 R_{RE} は非直線であるので、 V_3 と V_2 とが比例関係にあるためには $R_2 \ll R_{RE}$ でなければならない。図5はクリッパ用ダイオード 1S1585, 1個の順方向の電圧-電流を測定し、抵抗値を求めた結果である。200 mV 以下において 300 k Ω 程度以上であることがわかる。従って、このとき、表1に示す R_2 は $R_2 \ll R_{RE}$ を満たしている。

このように R_2 を小さくしなければならないので、 R_3 も E/O 変換器への入力電圧を確保するためにはあまり大きくできない。従って、図2(a)に示す主回路電圧が分圧器に印加されたとき、同図に示す A-B 間においてはクリッパが動作し、 C_1 と C_2 とで分圧されて C_2 に蓄えられたチャージは、B 点で遮断器極間が放電する前に、主として抵抗 R_3 -クリッパを通して一部分放電してしまう。従って、B 点で遮断器極間が放電して主回路電圧がアーク電圧となってほとんど零となったときに、分圧器の出力電圧はこのチャージの放電分だけ零線を横切ってシフトしてしまう。シフトして逆方向のクリッパが動作する。この様子を図6に示す。

遮断器極間放電後の主回路電圧はアーク電圧成分がほとんどであって小さい。従って、シフトしてクリッパが動作した後、 C_2 のシフトしたチャージが主として R_3 -クリッパを通して放電されるにつれて、出力電圧はクリッパの動作電圧以下となる。更に C_2 のチャ

図5 クリッパとして用いたダイオード1個の順方向の電圧-電流特性および抵抗値
 Fig.5. Forward voltage-current characteristic and resistance value per one piece of diode used for clipper.

図6 分圧器出力の零線シフトの説明図
 Fig.6. Explanation diagram for zero line shift of voltage divider output.

ージは、主として R_3 - R_2 を通して放電されるようになり、出力電圧は零レベルにもどっていく。

図6に示すように、B 点で極間放電後の高周波電流によるアーク電圧の情報は、 C_2 のシフトしたチャージの放電時定数 τ が大きいとクリップされて見ることができない。そこで、この時定数 τ を短くして、高周波電流がまだ継続している間に、クリッパの動作が終了するようにした。すなわち、 R_3 , R_2 の値を小さくして時定数 τ を小さくした。表1に示す R_3 , R_2 の値は、これらのことも考慮して設定したものである。

〈3・2〉 高周波電流の測定 高周波電流の測定には図1および図7に示すように、高周波 CT を用いた。CT の出力信号は光変換して伝送した。これによって、アーク電圧測定と同様に雑音の影響を低減することができた。更に、クリッパ CL を用いて、遮断器極間放電直後の大きな高周波電流信号をクリップし

CT: 高周波変流器, CL: クリッパ
E/O: 電気-光信号変換器, O/E: 光-電気信号変換器

図 7 高周波電流測定回路
Fig.7. Measurement circuit for high-frequency current.

(a) 電圧波形

(b) 電流波形

(c) 電流電圧波形

(a)(b)における高周波消弧発生近傍

図 8 原測定波形例 (電流周波数: 27 kHz, 遮断器可動電極ストローク長: 0.21 pu)
Fig.8. Examples of originally measured waveforms.

た⁽⁹⁾。これは、測定したアーク電圧と対応させて、高周波電流が減衰した時点での電流信号に測定器の感度を設定したためである。図 7 に示す高周波電流測定回路では、クリッパを用いてもく3・1)節に述べたアーク電圧測定の場合のような零線シフトの問題は発生しなかった。図 7 における 100 Ω はクリッパ CL が動作したときの電流制限用である。

用いた高周波 CT の実用立上り時間は 200 ns である。クリッパ CL は図 4 のアーク電圧測定用分圧器に用いたものと同じものである。

4. 測定波形例

測定によって得られた原波形例を図 8, 図 9 に示す。図 8 は高周波電流の周波数が 27 kHz の場合で、(a)図は電圧波形である。図 6 で説明したように、IG のスタート点 (A 点), 遮断器極間の放電点 (B 点), A 点から B 点に至るクリッパ動作, B 点後の零線シフトとクリッパ動作, シフト電圧の減衰とアーク電圧信号成分などが記録されていることがわかる。(b)図は高周波電流波形である。大きな電流値の領域でクリッパが動作していることがわかる。(a), (b)図は高周波電流が減衰した時点で、高周波消弧が発生していることを示している。(c)図は高周波消

(a) 電流周波数: 56 kHz
遮断器可動電極ストローク長: 0.45 pu

(b) 電流周波数: 177 kHz
遮断器可動電極ストローク長: 0.39 pu

図 9 原測定波形例, 高周波消弧点近傍の時間領域

Fig.9. Examples of originally measured waveforms.

弧発生点近傍におけるアーク電圧と電流とを同一画面上に記録したものである。

更に、高周波電流の周波数が56 kHzおよび117 kHzの場合について、高周波消弧点近傍におけるアーク電圧と電流の原測定波形例を図9に示す。

図8、図9における遮断器可動電極ストローク長は、可動と固定の両接触子間の金属接触による0.15 pu程度のストローク長を含んでいる。

5. 測定波形の補正

図8(c)および図9において、高周波電流の零点とそれに対応するアーク電圧の零点が一致していない。これは分圧器の特性が原因の誤差、回路のインダクタンス電圧降下による誤差が主な原因である。これらを補正し、また、実際の電圧、電流のスケールに変換した。

〈5・1〉 分圧器特性が原因の誤差の補正 〈3・1〉節

述べたように、図4に示すスぺーサ分圧器の二次側回路の抵抗 R_2 , R_3 の値が小さいので、二次側コンデンサ C_2 の放電時間が短い。従って、高周波アーク電圧の測定波形も影響を受ける。これについて補正した。

図10はスぺーサ分圧器のアーク電圧成分に対する等価回路である。遮断器極間放電後の零線シフトが減衰してクリップの動作がなくなった後で、しかもクリップ1個にかかる電圧が200 mV程度以下のときを対象にしている。このとき〈3・1〉節に述べたように、(抵抗 R_2 の値 $\ll$ クリップの順方向抵抗)であるので、図11ではクリップを無視している。

図10において(2)式および(3)式が成り立つ。

$$C_1 \frac{d}{dt} (V_1 - V_2) = C_2 \frac{d}{dt} V_2 + \frac{V_2}{R_3 + R_2} \dots (2)$$

$$V_3 = \frac{R_2}{R_2 + R_3} V_2, \quad V_4 = \frac{1}{k} V_3 \dots (3)$$

(3)式および $R_2 = R_3 = R$ を(2)式に用い、ラプラス変換して整理すると(4)式を得る。ただし、

$$\bar{V}_1 = \left(\frac{C_1 + C_2}{C_1} + \frac{1}{S^2 R C_1} \right) 2k \bar{V}_4 \dots (4)$$

ここで、 S : ラプラス変換演算子、 $\bar{V}_1$, $\bar{V}_4$:

V_1 , V_4 のラプラス変換

(4)式は出力電圧 V_4 から入力電圧 V_1 を求める関係式を示している。すなわち V_1 は(4)式の第1項に V_4 を乗じて、更に第2項で表される積分補正項に V_4 を乗じて、これを加えて得られることを示している。(4)式第1項は C_1 と C_2 で定まる容量分圧比、 $R_2 = R_3 = R$ で定まる抵抗分圧比および光信号の伝送係数

図10 図4に示す分圧器の等価回路
Fig. 10. Equivalent circuit of voltage divider shown in Fig. 4.

図11 分圧器特性の補正前後のアーク電圧の比較例、図8のオシログラム(27 kHz)について

Fig. 11. Comparison of arc voltage between prior and after conducting compensation about voltage divider characteristic.

k とから成っている。

原測定電圧波形を積分して、(4)式に従って補正を行った。例として図8(c)に示した27 kHzの電圧測定波形について、(4)式の積分項の補正を行わなかった場合との比較を図11に示す。

測定波形の積分、定数乗算および加算などは測定器内蔵のマイクロプロセッサを用いた⁽¹⁰⁾。

〈5・2〉 回路の漂遊インダクタンス電圧降下の補正

図1に示す回路におけるブッシング下部のスぺーサでの測定電圧には、遮断器のアーク電圧だけでなく、図1の破線Q部の漂遊インダクタンス電圧降下も含んでしまう。アーク電圧を求めるために、測定電圧からこの漂遊インダクタンス電圧降下を差し引いた。

まず、図1の破線Q部のインダクタンスを測定した。図1において、ブッシング頭部で回路を切離してギャップを設け、遮断器を投入状態にしてIGをスタートし、このギャップを放電させて高周波電流を流した。このときの電圧降下と電流を測定した。この測定結果から回路の漂遊インダクタンスとして11 μHを得た。

図 12 漂遊インダクタンス電圧降下の補正後と補正前(〈5・1〉節に述べた分圧器特性補正済)のアーク電圧との比較例,

図 9 のオシログラム(27 kHz)について
Fig.12. Comparison of arc voltage between prior and after conducting compensation about stray inductance voltage drop.

次に、アーク電圧測定時の電流波形を微分して $11 \mu\text{H}$ を乗じて結果を、〈5・1〉節で述べた分圧器特性の補正後の測定電圧波形から差し引いた。例として、図 11 に示した分圧器特性補正だけの波形との比較を図 12 に示す。

補正のための波形の演算には、ここでも測定器内蔵

(a)-1 アーク電圧, 電流

(a)-2 アーク抵抗, アーク電圧

(a)-3 アークコンダクタンス, 電流

(a) 図 8 のオシログラム(27 kHz)について

(b)-1 アーク電圧, 電流

(b)-2 アーク抵抗, アーク電圧

(b)-3 アークコンダクタンス, 電流

(b) 図 9 (a) のオシログラム(56 kHz)について

(c)-1 アーク電圧, 電流

(c)-2 アーク抵抗, アーク電圧

(c)-3 アークコンダクタンス, 電流

(c) 図 9 (b) のオシログラム(177 kHz)について

図 13 補正実施後のアーク電圧と電流, アーク抵抗とアークコンダクタンスの算出結果
Fig.13. Arc voltage and current after conducting compensation, calculated waveforms of arc resistance and arc conductance.

のマイクロプロセッサを用いた。

6. アーク抵抗, アークコンダクタンスの算出

図8および図9に示した, それぞれ高周波電流の周波数が27, 56, 177 kHzの場合の原測定波形例について, <5・1>節で述べた分圧器特性に対する補正および<5・2>節で述べた回路インダクタンス電圧降下に対する補正を実施した結果を図13(a)-1, (b)-1, (c)-1に示す。補正することによって, 高周波電流の零点とアーク電圧の零点が一致するようになることがわかる。

このように補正して得られた電圧波形と電流波形を互いに除することによって, アーク抵抗とアークコンダクタンスとを求めることができる。

図13(a)-1, (b)-1, (c)-1に示す高周波電流とアーク電圧とから算出されたアーク抵抗とアークコンダクタンスとを各々アーク電圧, 高周波電流と一緒に図13(a)-2, (a)-3, (b)-2, (b)-3, (c)-2, (c)-3に示す。このように, 高周波電流の時間変化の波形に対応したアーク電圧, アーク抵抗, アークコンダクタンスの変化の波形を得ることができた。

7. 検 討

図1に示すように供試遮断器 GCB の極間にはコンデンサが接続されている。測定された高周波電流には極間のアーク電流のほかに, このコンデンサや回路の漂遊静電容量を通して流れる電流成分も含まれる。しかし, 今回の測定ではこの電流成分は, アーク電流成分に比較して無視できるほど小さかった。

図14は, 上記の静電容量電流の補正実施前後の比較例を示す。図14の波形は図8と同一試験の波形であって, 電圧波形は<5・1>節および<5・2>節に述べた補正を実施した後のものである。(a)図において, D点の高周波消弧の発生以後の区間cにおいて, 過渡回復電圧に対応して進み位相の電流が観測されている。これが上記の静電容量を通して流れる電流である。図14(a)の電圧波形を微分して, 図のcの区間の電流値に等しくなるように定数を乗じて, これを測定電流波形から差し引いた結果が(b)図である。cの区間で電流がほとんど零となって補正されたことがわかる。しかし, bのアーク電流区間の電流波形はほとんど変化がなく, このアーク電流区間の電流に対しては上記静電容量電流の影響はほとんどないことがわかる。

図14は高周波電流の周波数が27 kHzの場合であるが, 56, 177 kHzの場合も同様の結果であった。

(a) 静電容量電流補正実施前

(b) 静電容量電流補正実施後

D: 高周波消弧発生点, b: 高周波アーク電流, アーク電圧区間, c: 過渡回復電圧区間

図14 静電容量電流補正前後の波形比較

図8のオシログラム(27 kHz)について

Fig. 14. Comparison of waveforms between prior and after conducting compensation about capacitance current.

8. ま と め

300 kV SF₆ ガスパツファ形モデル遮断器を供試し, 再発弧を模擬した試験回路を構成し, 高周波電流とそのアーク電圧を測定した。

アーク電圧測定にあたっては, アーク電圧が回路電圧に比べてけた違いに小さいことや, 高周波現象のために, 次のような方法を用いた。

(1) アークの発生する遮断器接点近傍に設置した絶縁スペーサを分圧器の静電容量として用いて, 漂遊インダクタンス電圧降下による測定誤差を小さくした。

(2) 分圧比を低いアーク電圧測定用に設置した。従って, 高電圧に対する大きな分圧器出力から測定器を保護するためにクリップを設けた。

(3) 分圧器二次側コンデンサの電荷のディスチャージが原因の分圧器出力電圧の零線シフトをコントロールし, これを利用した。

(4) 原測定波形に含まれる分圧器特性が原因の誤差を補正した。

(5) 原測定波形に含まれる回路の漂遊インダク

ンスによる電圧降下が原因の誤差を補正した。

(6) 上記(4), (5)の補正にあたっては、波形測定器内蔵のマイクロプロセッサを用いて、波形の積分、微分、加減乗除を行った。

(7) 測定信号の光伝送を行って、アース電位の上昇などによる雑音の影響を小さくした。

高周波電流の測定には高周波 CT を用い、信号を光伝送した。

測定で得られた高周波電流とアーク電圧を互いに除することによってアーク抵抗とアークコンダクタンスを求めた。

このような測定方法によって、再発弧サージや高周波消弧現象の解明、解析に必要なデータを得ることができる。

(平成2年11月16日受付)

文 献

- (1) S. H. Sarkinen, G. G. Schockelt & J. H. Branke: "High Frequency Switching Surges in EHV Shunt Reactor Installation with Reduced Insulation Levels", *IEEE Trans. Power Apparatus Syst.*, **PAS-98**, 1013(1979)
- (2) K. Nakanishi, M. Ishikawa, Y. Abe, K. Andoh, S. Yanabu, A. Ohnuma & Y. Kurosawa: "Small Current Interruption Phenomena and Recent Progress of Gas Circuit Breaker", *CIGRE* 1988, 13-06
- (3) K. Möller, A. Claudi, H. H. Schramm, B. Stöber, A. Strnad, T. Weinmann & K. H. Hinterthür: "Characteristics of Gas Blast Circuit-breakers Influencing Reignitions When Interrupting Small Inductive Currents", *ibid.*, 13-15
- (4) H. Kawada, K. Goto, M. Hanamura, S. Yanabu, S. Nishiwaki, T. Ueda & Y. Murayama: "Switching Surge of Shunt Reactor Caused by SF₆ Circuit Breaker Operation", *IEEE Trans. Power Delivery*, **PWRD-2**, 1124(1987)
- (5) 花村・萬屋・岡部・石川・西脇・柳父: 「ガス遮断器によるリアクトル開閉に伴う現象」, 電気学会開閉保護装置研資, SPD-89-3 (平元)
- (6) E. Zaima, S. Okabe, S. Nishiwaki, M. Ishikawa, T. Nakamoto, Y. Murayama & Y. Kawaguchi: "Reignition Surges at Reactor Current Interruption in Cable-system GIS", *IEEE Trans. Power Delivery*, **PWRD-5**, 947(1990)
- (7) 佐久間・山本・中村・米沢・細見: 「遮断器の小電流開閉の検討」, 電気学会開閉保護装置研資, SPD-88-5 (昭63)
- (8) E. Anke: "Ein modifiziertes Verfahren zur Bestimmung der Lichtbogenparameter nach der Methode der Stromüberlagerung", *Electric, Berlin* 9.38, 9, 328(1984)
- (9) K. Nojima, S. Nishiwaki, H. Okubo & S. Yanabu, "Measurement of Surge Current and Voltage Waveforms Using Opticaltransmission Technics", *IEE Proc.*, Pt. C, **134**, 415 (1987)
- (10) "Nicolet Oscilloscope 4094 Math Package", Manual, Nicolet.

岡 部 成 光 (正員)

昭和33年9月18日生。41年東京大学大学院博士課程修了。61年東京電力(株)入社。主として、絶縁協調の研究に従事。

萬 屋 鶴 夫 (正員)

昭和17年10月8日生。36年小松実業高校卒業。同年、東京電力(株)入社。主に変電所設計、技術開発に従事。

財 満 英 一 (正員)

昭和24年10月28日生。49年東京大学卒業。同年(株)東京電力入社。平成2年MIT修士。主として、変電技術、絶縁協調に従事。

西 脇 進 (正員)

昭和22年1月3日生。44年3月横浜国立大学工学部卒業。同年4月(株)東芝入社。避雷器、開閉保護装置、サージ現象などの研究開発に従事。工学博士。58年電気学会論文賞受賞。IEEE会員。

石 川 雅 之 (正員)

昭和28年8月27日生。56年3月慶応義塾大学大学院博士課程修了。同年4月(株)東芝入社。SF₆ガス遮断器の遮断現象および機器の開発に従事し、現在に至る。IEEE会員。

中 本 哲 哉 (正員)

昭和32年2月4日生。56年3月京都大学大学院電気工学専攻修士課程修了。同年4月(株)東芝入社。浜川崎工場において、ガス遮断器の開発・設計に従事。

横 田 岳 志 (正員)

昭和33年2月15日生。57年横浜国立大学大学院修士課程修了。同年(株)東芝入社。本社電力変電技術部において、主に変電機器、開閉装置の開発システム技術に従事。