UDC 621.3.083.4: 621.391.823
621.317.333: 621.3.015.5

論 文

50-A 45

部分放電平衡検出回路による 外部雑音の抑制

名古屋大学 堀井 憲 爾
東海大学 貫 洞 正 明
電子技術総合研究所 高 木 勝 正
タツタ電線株式会社 坂 東 武 志
日本計測器製造所 高 梨 眞 一

1. ま え が き

電気機器の絶縁試験法として部分放電の検出測定はますます重要な課題になりつつある。この測定に要求される検出感度もますます高くなる傾向にあり、供試機器の種類によっては極めて厳しい値となってきたが、この検出感度は事実上外部雑音によって制限される。

この外部雑音の源は、放送波、各種接点や接触子機器の開閉現象、高電圧気中コロナなど極めて種類が多い。これらの雑音が微弱な部分放電パルス電流の測定系に混入し、検出感度を低下させる原因となる。これらの雑音の除去あるいは抑制の手段として、しゃへい室の設置や各種フィルタの使用などがあるが、最近ブリッジ回路を用いた平衡検出法も種々試みられている。

ブリッジ回路を用いる平衡検出法は Whitehead 氏ら⁽¹⁾によって以前から論じられていたが、その実際の

な応用は Kreuger 氏⁽²⁾によってなされたと言える。我が国においては、金子、下口両氏⁽³⁾が新しい考え方による実用的な平衡検出装置を開発した。

筆者らは、先に同調式コロナ測定器を開発し⁽⁴⁾、現在数百台の装置が広く利用されているが、この測定器に平衡検出回路を併用することを試み、外部雑音抑制に好結果を得ることができた。この論文は新しく開発した平衡検出回路の原理と特性を明らかにした後、実際の応用例として、コンデンサ、ケーブルおよび電力用変圧器の実測結果を報告する。これらの実施例で示されるように、平衡検出回路には種々な応用が考えられ、その利用価値は極めて高いので、今後各方面で応用されることを期待したい。

2. 原理と特性

〈2・1〉 従来の方法 平衡検出方法の基本回路を第1図に示す。二つの供試体 C_A, C_B の接地側に検出インピーダンス Z_A, Z_B をそう入してブリッジ回路を構成し、供試体中を流れるパルス性電流によって Z_A, Z_B に生ずるパルス電圧の差分を差動変圧器 DT で検出する。

C_A, C_B を通って侵入する外部雑音、例えば電源 E から侵入する雑音や高電圧印加線に静電誘導で侵入する雑音は Z_A, Z_B にそれぞれ雑音電圧を生ずる。そこで Z_A, Z_B の値を調整して、 Z_A, Z_B に生ずる雑音電圧の大きさを等しくすれば、 DT の2次側にはこれらの雑音は現われない。部分放電が C_A または C_B の内

External Noise Suppression with Balanced Detection Circuit of Partial Discharge. By K. HORII, Member (Faculty of Engineering, Nagoya University), M. KANDOU, Member (Faculty of Engineering, Tokai University), T. TAKAGI, Member (Electrotechnical Laboratory, Ministry of International Trade and Industry), T. BANDO, Member (Tatsuta Electric Wire & Cable Co. Ltd) & S. TAKANASHI, Non-member (Nihon Keisokuki Seizoshu).

堀井憲爾：正員，名古屋大学

貫洞正明：正員，東海大学

高木勝正：正員，電子技術総合研究所

坂東武志：正員，タツタ電線株式会社

高梨眞一：株式会社日本計測器製造所

第 1 図 平衡検出基本回路図

Fig. 1. Fundamental balanced detection circuit.

部で発生すれば、この放電パルス電流は C_A, Z_A, Z_B, C_B を環流するので Z_A, Z_B に現われる放電パルス電圧の和が DT によって検出される。

雑音が完全に消えるためには Z_A, Z_B に生ずる雑音の大きさと波形を等しくしなければならない。すなわち、 Z_A, Z_B に生ずる電圧とその位相を測定周波数帯域全体にわたって等しくしなければならない。例えば、 Z_A, Z_B に抵抗のみを用いると雑音の波高値を等しくすることは可能であるが、波形（位相）を等しくすることができない。そこで抵抗と並列にコンデンサを接続し、そのキャパシタンスを調整して位相を等しくする。

しかし、供試体 C_A, C_B が理想コンデンサではなく誘電損失成分をもち、また検出抵抗が残留インダクタンスや漂遊キャパシタンスをもつ場合、これらのために測定系は複雑な周波数特性をもち、測定器の周波数帯域全体にわたって波高値および波形をそろえることは難しい。このことから測定器の帯域幅が広いほど平衡をとることが困難であることが理解される。

これらの事を考慮すると、筆者らの開発した同調式コロナ測定器や Kreuger 氏の低周波帯域測定器などは、測定器の帯域幅が約 100 kHz でいわゆる広帯域法の 1 MHz 以上よりもはるかに狭いため、平衡をとるのに有利である。一方、帯域幅が 9 kHz の狭帯域法いわゆるラジオノイズメータ法 (RIV 法) は共振曲線が先鋭なため調整素子やリード線のわずかな漂遊キャパシタンスや残留インダクタンスなどが共振特性に大きく影響して、かえって平衡がとり難いことも経験した。

金子氏は、第 2 図に示すような一種のコンデンサ分圧平衡検出回路を開発した⁽³⁾。第 2 図のインダクタンス L で商用周波数の交流成分は短絡され、パルス成分だけがコンデンサ C_1, C_2 を経て DT に入る。 C_2 を調整して DT に入るパルス電流の大きさを調整すれば、 DT の 2 次側には雑音は現われない。この

第 2 図 金子・下口氏の平衡検出回路図

Fig. 2. Balanced detection circuit developed by Kaneko and Shimoguchi.

第 3 図 抵抗分圧法による平衡検出回路

Fig. 3. Balanced detection circuit with resistive divider developed by authors.

DT はバイフェイラ巻きで巻線間の結合係数が大なる構造となっている。このため C_A, C_B から入る雑音は単一共振特性を示して同じ波形として DT の 2 次側に検出され、その大きさのみが C_2 で調整されるため、平衡操作が簡単でかつ雑音抑制率も高い。

〈2・2〉 筆者らの方法 筆者らの開発した平衡検出方法は、第 3 図に示すように第 1 図の Z_A, Z_B をそれぞれ C と R の並列および R のインピーダンスとする検出法と類似しているが、パルス電流の大きさを抵抗分圧器 VR で調整する機構が異なる。しかしながら、第 1 図で C, R の並列インピーダンス Z_A, Z_B を調整する方法と同程度に抑制効果があり、かつ以下のような特徴がある。

(1) 抵抗分圧による入力調整を行なうので、第 1 図の方法より抵抗による平衡調整が容易である。

(2) 第 2 図の回路はバイフェイラ巻を必要とするのに対して、本法では極く普通の空心結合変圧器で十分な効果が得られることが実験的に明らかになった。

(3) 実用上は DT として同調式コロナ測定器の入力変圧器の接地側を浮かして差動変圧器として利用できるのが好都合である。

実際には供試体の接地を確保するために、第 4 図に

第4図 実際の平衡検出回路

Fig. 4. Practical balanced detection circuit.

示すように供試体の低圧部に低抵抗 r をそう入し、この電圧を 10 mV ほどの測定用同軸ケーブルと結合コンデンサ C_K で平衡検出装置 BD に導き、ここで可変抵抗 VR と可変コンデンサ VC とを調整して平衡をとる。ここで VR は C_A と C_B とのキャパシタンスを比較し、静電容量の大きいキャパシタンス側に取り付けるものとする。以下 $C_B > C_A$ として記述する。 r の値は供試体 C_A, C_B の充電電流の大きさによって調整されるが、 r を小さくするほど検出感度は低下する。 r は $50\Omega \sim 1\text{ k}\Omega$ を利用する。

外部雑音を模擬するには高電圧端子 HV と接地間に微小コンデンサ C_P を通して校正用パルス発生器 $PG1$ から方形波パルス電圧 V_P を印加し、 $Q = C_P V_P$ で示される電荷量を注入する。そこで VR, VC を調整して同調式コロナ測定器の出力パルス電圧を最小にする。次にスイッチ S を投入して VR 側のパルス電圧を除き不平衡状態とし、ブリッジ回路を構成していた一方の検出端子 R に生ずるパルス電圧を測定する。ここで、不平衡時と平衡時における同調式コロナ測定器の出力電圧の比を外部雑音抑制率と定義する。一方、外部雑音に対する部分放電の感度比、すなわち測定器の出力に一定のパルス電圧を得るために $PG1$ によって注入される電荷量と $PG2$ によって注入される電荷量との比も実用的な意味においての外部雑音抑制効果を示す重要な指数である。ここで $PG2$ は C_A 内部で発生する部分放電を模擬しており、注入電荷量は $PG1$ と同様に $C_P V_P$ で与えられる。

いま第4図の検出回路の等価回路を第5図とみなし、平衡条件を求めると次式となる。

第5図 第4図の等価回路

Fig. 5. Equivalent circuit of Fig. 4.

$$kR_B'/j\omega C_A = \{1/j\omega C_B + (1-k)R_B'\} \times R_A'/(1+j\omega C_A R_A') \quad (1)$$

ただし、節点1,2,3の枝路1-2,2-3および3-1を Δ - Y 変換し、以下の置換を行なっている。

$$\left. \begin{aligned} R_A' &= R_A r / (R_A + r) \\ R_B' &= R_B r / (R_B + r) \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

k は VR の分圧比で、 $0 < k \leq 1$ である。

(1) 式から角周波数 ω に無関係に次の平衡条件が求められる。ただし、実用的見地から $R_A' = R_B'$ としている。

$$\left. \begin{aligned} k &= C_A / C_B \\ C_a &= (1/k - 1) C_A \\ &= C_B - C_A \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

C_B (または C_A) を 1,000 pF に固定した場合の平衡条件における C_a および kR_B と C_A (または C_B)

第6図 平衡条件における C_a および kR_B と C_A または C_B との関係
 $C_B: 1000\text{ pF}$, C_A : 可変 $\leftarrow$ $C_A: 1000\text{ pF}$, C_B : 可変

Fig. 6. Relations between C_a or kR_B and C_A or C_B under balanced condition.

第 7 図 平衡条件における外部雑音抑制率と C_A または C_B との関係

Fig. 7. Relations between external noise suppression ratio and C_A or C_B .

との関係の実測値は、第 6 図に示されるように (3) 式から計算した理論値とほぼ一致する特性を示す。第 6 図の横軸 $1,000 \text{ pF}$ 以下の場合には C_B を $1,000 \text{ pF}$ に固定し、 C_A を $1,000 \text{ pF}$ 以下で可変させた場合であり、 $1,000 \text{ pF}$ 以上の場合には C_A を $1,000 \text{ pF}$ に固定し、 C_B を $1,000 \text{ pF}$ 以上で可変させたものである。ただし、 C_B を固定し、 C_A が C_B 以下のキャパシタンスの場合は C_A の理論値と実測値との間に差異を生じてくる。この原因としては、 C_A のキャパシタンスが小さくなると漂遊キャパシタンスなどの影響が現われはじめて、理論値と実測値との間に差異を生じさせるものと考えられる。

第 7 図は校正用パルス発生器 PG 1 を用いたときの外部雑音抑制率の測定結果を示す。第 7 図の横軸は第 6 図と同様である。外部雑音抑制率は理論上無限大になり得るが、実際はブリッジ回路素子の二次の効果、例えば漂遊キャパシタンスや残留インダクタンスあるいは C_A, C_B の誘電損失成分などに基づく平衡条件の周波数依存性のために、周波数帯域幅をもつ信号に対して抑制率は有限な値となる。

3. 応 用 例

〈3.1〉 大容量高電圧 OF コンデンサの測定例

第 8 図に測定回路を示す。衝撃大電流発生用コンデンサ ($2 \mu\text{F}$, 85 kV) に水抵抗 ($1.3 \text{ M}\Omega$) を通して $\pm 50 \text{ kV}$ の直流電圧を約 10 秒の充電時定数で極性反転させながら印加し、電圧上昇過程においてこのコンデンサ内部の部分放電パルスを平衡検出同調式コロナ測定器を用いて測定した。

周知のように、直流電圧印加においては部分放電が発生しにくいので変化する印加電圧が望ましいが、大容量高電圧コンデンサともなると電流容量の関係で交

第 8 図 大容量高電圧 OF コンデンサの測定回路

Fig. 8. Measuring circuit for high power high voltage OF condenser.

流電圧印加は困難である。そこで第 8 図に示されるように、ケノトロン (KR-150) のフィラメントを交互に点滅させて正負の直流電圧を交互に充電させる方法を利用した。この場合、極性反転の際のスイッチング雑音は全く出ない。この方法と平衡検出回路とを用いた結果、外部雑音抑制率を 100 程度にすることができ、しゃへいのない高電圧実験室内においても $40 \sim 60 \text{ pC}$ の部分放電を検出することができた。

また、外部雑音の模擬として高電圧印加線 A, B と大地との間に校正用パルス発生器 PG から電荷を注入して平衡させる場合、 $A-B$ 間の注入点 P の位置によって平衡条件が異なる。これは C_A, C_B のキャパシタンスが大きいため $A-B$ 間の導線のインダクタンス L_A, L_B によって電流の分流比が左右されるためである。このことは逆に平衡条件から放電パルス発生源の位置標定の可能性を示すものと考えられる。

〈3.2〉 電力ケーブルの測定例 ゴム・プラスチック絶縁ケーブル製造過程における絶縁体押出し後の

半成品ケーブルを、全長にわたって連続的に部分放電を測定したり、あるいは部分放電の発生位置を標定する装置として、スキャンニング方式による部分放電連続検出装置が一般に用いられている。

本実験はこのスキャンニング方式に平衡検出法を応用した。第 9 図は平衡検出法のスキャンニング方式への応用回路を示す。この装置は絶縁パイプ中に純水を満たし、パイプの中央部に高圧電極 I, II が設けられている。ケーブルをそのパイプ中を走行させ、高圧電極下を通過する際にケーブル中の欠陥から生ずる部分放電を検出する。本実験の高圧電極は平衡法を用いるため 2 分割とした。

第 9 図 スキャンニング方式の平衡検出回路

Fig. 9. Balanced detection circuit for scanning method.

ケーブル中の部分放電パルスは結合コンデンサ C_1 , C_2 を通って平衡検出装置 BD に流入する。インダクタンス L_1 および L_2 は電源側からの外部雑音の流入阻止および放電パルス電流の電源側への分路阻止の役目を果たしている。この平衡検出法を実際に架橋ポリエチレン絶縁ケーブルに適用した結果では、外部雑音抑制率は 100 倍、外部雑音に対する内部放電の感度比は 330 倍となり、従来の方式による検出法よりもかなり高い内部放電検出感度が得られた。

さて、ケーブルが長尺の場合は分布定数回路とみなされるので、ケーブル中に発生した部分放電パルスは左右両方向へ伝搬し、ケーブル端で反射を繰り返すために複雑な現象となる。これは外部雑音についても同様である。それゆえ、長尺ケーブルにおける平衡検出法の適用は、同一構造および長さのケーブルを 2 本用いて平衡をとるとか、あるいは 1 本のケーブルの両端で平衡検出する進行波法⁽⁵⁾などによらねばならない。

第 10 図は平衡検出法をこの進行波法に応用した回路である。電源側からの外部雑音やケーブル端および電圧印加線から生じた放電パルスは、ケーブルの両端の平衡検出回路に同一波形で侵入するので抑制される

第 10 図 進行波法による平衡検出回路

Fig. 10. Balanced detection circuit for travelling wave method.

第 11 図 変圧器のブッシングタップ検出回路

Fig. 11. Bushing tap detection circuit for transformer.

が、ケーブル中に発生した部分放電パルスは左右両方向に伝搬し、両端の平衡検出回路には時間的にずれたパルスとして流入するので、放電パルスを検出することができる。ただし、ケーブル中央部で発生した放電パルスは平衡がとれるため検出されない難点がある。

実際に上記の方法を用いて、全長 520 m の高電圧用同軸ポリエチレンケーブル（特性インピーダンス 66 Ω 、絶縁厚 4 mm）に適用した結果、外部雑音抑制率は 87 倍、外部雑音に対するケーブル内部放電の感度比は 43 倍が得られた。

〈3・3〉 電力用変圧器の測定例⁽⁶⁾

(1) アンテナ平衡検出法 従来は第 11 図に示されるように、高電圧ブッシングタップ 2 から同調式コロナ測定器に高周波同軸ケーブルを通して接続し、放電パルスを検出するブッシングタップ検出法による測定が、500 kV 変圧器のような大形変圧器になされてきた。このような大形器ともなると高電圧ブッシングがアンテナの役割を果たすので、変圧器単独課電試験の場合でも静電的に大きな外部雑音を受け、本実験においても 180 pC の外部雑音を検出された。以下、〈3・3〉節の pC 値はすべて変圧器の高圧巻線端子と大地間の部分放電に換算した電荷量を示す。

本法はこの外部雑音を抑制するために約 10 m の電線を垂直アンテナとして、変圧器の近くに電界の影響を避ける距離 (10 m 程度) をおいて張り、ブッシングで受ける外部雑音と同じ外部雑音を受けて、両者の平衡をとる方法である。第 12 図はこの回路を示す。

この方法によると変圧器内部の部分放電パルスはブッシングタップ検出法と同様に検出測定できる。なお、検出抵抗 R として 75~100 Ω を用い、 C_1 と C_2 とはほぼ同じ静電容量のコンデンサを用いると平衡が容易となる。この方法により外部雑音は 180 pC から

第 12 図 アンテナ平衡検出回路

Fig. 12. Balanced detection circuit with antenna.

第 13 図 相間平衡検出回路

Fig. 13. Phase-to-phase balanced detection circuit.

25~30 pC に抑制された。

なお、この実験における外部雑音は主に航空標識局からの 373 kHz のビーコン電波であったが、平衡調整によってこの電波信号はほとんど消え、それ以外のパルス性雑音も明らかに減小した。

(2) 相間平衡検出法 第 13 図は相間平衡検出法の回路を示す。2 台の変圧器のプッシングタップ間あるいは三相変圧器の二つのプッシングタップ間でアンテナ平衡検出法と同様に外部雑音を平衡により抑制するものである。この方法はアンテナ平衡検出法よりも平衡調整が容易であり、外部雑音抑制率も同程度が得られる。

(3) PD 平衡検出法 第 14 図は PD 平衡検出法の測定回路を示すものである。第 14 図に示すように架空線が変圧器に接続された状態で課電された場合、架空線が巨大なアンテナの役割を果たし各種の電磁波を受け、また架空線自身から発生する気中コロナも外部雑音としてプッシングタップに侵入し、変圧器

第 14 図 PD 平衡検出回路

Fig. 14. Balanced detection circuit with potential device.

内部の放電パルスの検出測定に妨害となる。

本法は変圧器近傍に設置されているコンデンサ形計器用変圧器 (PD) を利用して、架空線 4 から侵入する外部雑音 N を PD のキャパシタンスを通して N_2 として検出し、プッシングタップからの外部雑音を N_1 として検出し、DT により両者を消去する方法である。

一方、変圧器内部の放電パルスはプッシングタップおよび PD にそれぞれ S_1, S_2 として検出されるが、変圧器と PD 間の架空線 1-3 のインダクタンス (約 $2 \mu\text{H/m}$) のために S_1, S_2 は平衡状態にないので DT により検出される。この場合、変圧器と PD 間の架空線 1-3 で発生する気中コロナは平衡がとれてないので消去できない。それゆえ、あらかじめこの間の気中コロナの発生を防止する必要がある。

なお、PD 側の抵抗 R の両端の交流電圧は 20 V 以下で測定電圧 20 kV に対して 0.1% 以下である。従って、 R のそう入によってほとんど測定系に影響を及ぼさないで、運転時における変圧器の部分放電の常時監視が可能である。

この方法により無課電時に架空線接続状態で、前記のビーコン電波の 20,000~26,000 pC 相当のものが平衡により約 1/20 に抑制され、また架空線に $500/\sqrt{3}$ kV 課電したとき、線路に 40,000 pC の気中コロナが発生したが、これも約 1/20 に抑制できた。

次に、線路の途中にビニール電線を地上 2 m まで下げて $110/\sqrt{3}$ kV まで課電し、ビニール電線の先端で激しい気中コロナを発生させたが、平衡時のビーコン雑音レベル (1,000~1,300 pC) 以下となっており、線路のコロナ雑音がよく抑制されていることが確かめられた。

次に、変圧器内部の部分放電を模擬するためブッ

ング頭部から接地構造物へ約 2 m の距離までビニール電線を張って、その先端でコロナを発生させた。93/ $\sqrt{3}$ kV までで課電したとき約 2,500 pC のパルスを認めた。このとき同時に指向性超音波検出器（スーパーホーン）により、ビニール電線先端に気中コロナ音の発生を確認した。以上から変圧器内部で雑音レベル 1,500~2,000 pC を超える部分放電が発生すれば、検出できることが確認された。

4. む す び

本論文の内容は以下のように要約される。

(1) 二つの供試体でブリッジ回路を構成し、差動変圧器と同調式コロナ測定器とを用いて外部雑音を抑制することにより、供試体内部の部分放電を高感度で検出する方法の原理と特性を述べた。キャパシタンスと抵抗とを調整する簡単な平衡装置により外部雑音を 1/100 程度に減少できる性能をもつことが示されたが、これは約 100 kHz の帯域幅をもつ同調式コロナ測定器と組合せることによってはじめて実現できたものと考えられる。

(2) コンデンサ、ケーブル、変圧器に対する応用例をいくつか紹介した。いずれも外部雑音は数十分の一から百分の一に減少し、また放電発生位置の標定や使用中の機器絶縁の常時監視などへの応用の可能性も示された。供試物としてもこのほかに、例えばガス絶縁ミニクラッド機器、発電機巻線など各種機器に応用が可能であり、更に広く利用されることを期待したい。

ここで付け加えたいことは、本方法でも抑制されない外部雑音を実際には種々あることである。例えば、ブリッジ素子間の接続の接触不良による雑音、ブリッジ回路がループアンテナとして電磁的結合により受ける雑音、増幅器内部のセット雑音などで、本方法の適用にあたっては、これらの雑音対策を同時に行なわねばならない。雑音源が二つ以上ある場合は、一方の雑音に平衡をとっても他方の平衡がとれないこともあり、また侵入経路不明の雑音に対しては平衡回路の構成が難しい。要するに、外部雑音の抑制は種々な対策を総合した経験的技術であることを銘記すべきである。

最後に、コンデンサの試験にあたりご協力いただいた新井敏夫氏（東和電気株式会社）、変圧器の試験の機会を与えられ種々ご協力とご討論をいただいた 500 kV 送電実証試験研究委員会の変圧器試験分科会主査 富山順二博士（超高压電力研究所）、岡本英夫博士（神奈川大学）はじめ参加者各位に対して謝意を表します。

（昭和 50 年 1 月 9 日受付）

文 献

- (1) S. Whitehead: Dielectric Breakdown of Solid p. 178 (1951) Oxford
- (2) F. H. Kreuger (岡田, 内藤訳): 部分放電検出 p. 41 (昭 43) コロナ社
- (3) 金子・下口: 大日本電線時報 29, p. 37 (昭 41)
- (4) 堀井, 他: 電学誌 86, 1776 (昭 41)
- (5) F. H. Kreuger (岡田, 内藤訳): 部分放電検出 p. 84 (昭 43) コロナ社
- (6) 500 kV 送電実証試験研究会: 500 kV 送変電設備の実証試験 Ⅲ 研究報告 その 5. 機器 (昭 47)