

急しゅん波測定に関する最近の諸問題

Recent Problems on the Measurement of Impulse Waves with the Steep Front

河村 達雄*

Tatsuo KAWAMURA

最近超高压送電線の異常せん絡現象の解明やさい断波試験の精度向上のために、マイクロ秒以下のきわめて短い波頭長を持つ高電圧パルスの測定技術が目ざされている。この問題に関しては数年前 CIGRE の Study Committee No. 8 に Working Group が組織され、活発な調査研究が行なわれている。本論では CIGRE が主体となつて行なわれた国際的比較試験、この分野における最近の話題等を説明し、さらに筆者が行なつた測定回路のレスポンス時間に関する研究結果についてのべてある。

1. 緒言

マイクロ秒以下の立ち上がり時間を有するインパルス電圧が最近いろいろと注目を浴びるようになったが、その理由として近年超高压送電線において予想をはるかに上回る事故が発生し、その原因としてきわめて急しゅんなサージによりひき起されるせん絡現象がその一因と考えられるに至り、これに関する調査研究が進められるようになったことがあげられる。さらにさい断波などによる機器の絶縁試験を行なう際にも、やはり同程度に速い高電圧波の測定を行なう必要が生じてくる。

数年前より国際送電網会議 (CIGRE) の Study Committee No. 8 の中にカナダの Dr. F. C. Creed を委員長とする急しゅん波の精密測定に関する Working Group が組織され、国際的な研究が行なわれている。この Working Group の最初の研究題目として球放電間隙にインパルス電圧を印加し、その波頭部でこれをせん絡させた場合に得られる三角波を各国の有力な研究所が参加して比較測定を行なつたが、わが国でも数カ所の研究機関がこれに参加した。この結果各所のデータの間に相当のばらつきがあり、これは分圧器、測定回路のレスポンス時間の差異によるものと考えられ、これらについてはさらによく検討する必要があるとの結論に達した。

筆者はたまたま 1964 年 10 月より 15 カ月間カナダの National Research Council の研究員として同所に滞在し、この問題について研究を行なつた。ここでは測定系のレスポンス時間について総合的な検討を行なつたが、まずパルス発生器と分圧器とを結びリード線が不均一の伝送線路として作用し、これが結果のレスポンス時間に影響を及ぼすことに着目し、従来分圧器を単独の等価回路に置き換えて解析を行ない、性能の評価をしていた手法を進めて分圧器、導線、パルス発生器などを含む測定系を一体として取り扱う方法を考案した。さらに数種類の回路条件による結果から分圧器の真のレスポンス時間を決定する方法を明らかにした。

この問題は今後急しゅん波測定法の規格化とあいまって現在国際電気標準会議 (IEC) においても議論が行なわれており、今後とも研究を進めてゆくことを考えているが、本論ではこの分野の従来の研究成果およびその問題点、筆者が海外出張中に行なつた研究成果などについてのべることにする。

2. CIGRE の比較試験

ここではまず CIGRE が主体となつて行なわれた比較試験についてのべる。この試験においてはまず立ち上がり部分が直線状の上昇波で球間隙をせん絡させ、かくして得られた三角波を比較測定することとした。このような波形はたとえば図1で発生できるが、ここでコンデンサ

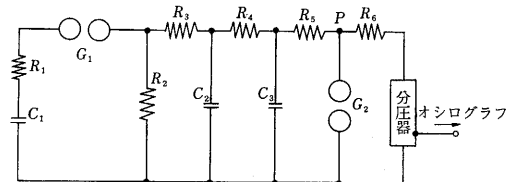


図 1 直線上昇波発生回路

C_1 を直流電圧で充電させた後 G_1 を放電させれば C_1 の電荷は回路の抵抗、コンデンサを経て放電し、この結果 P 点にはほぼ直線的に上昇する電圧が得られる。この電圧が G_2 の絶縁破壊電圧を上回ればそのせん絡によって瞬間的に短絡され、上記の三角波を得ることができる。ここで波形の傾斜を変えるためには電源のコンデンサ C_1 の充電電圧を変化させるか、 R_3C_2 などの時定数を変化させる方法が考えられる。

これを分圧器によって必要な電圧まで下げオシロスコープで観測するわけであるが、この分圧器の電気的性能を表わす量としてレスポンス時間を考慮することとした。これは分圧器の入力にステップ電圧を印加する場合の出力の応答波形を最終値 1 に規格化し、これと単一ステップ電圧との間ではさまれる面積 S_1, S_2, S_3, \dots をもとめ、応答波形がステップを越えるか越えないかにした

* 東京大学生産技術研究所第 3 部

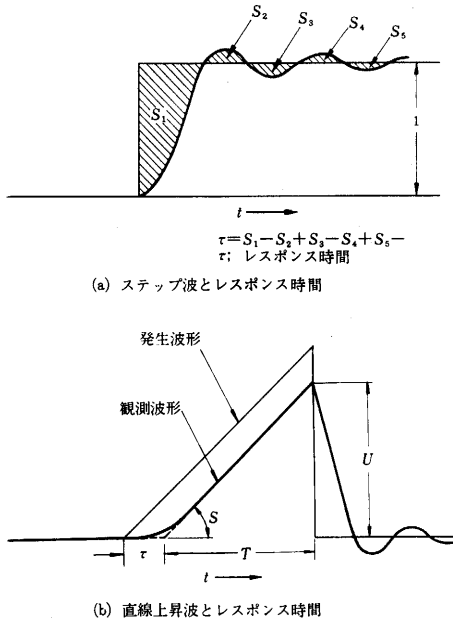


図 2 分圧器の応答とそのレスポンス時間

がって負、正の符号を付し、これらの総和で定義する(図 2(a)). すなわちレスポンス時間 τ は、

$$\tau = S_1 - S_2 + S_3 - S_4 + S_5 \dots \quad (1)$$

かような定義にしたがえば図 1 による発生波形および観測波形は図 2(b)のように示される。

オシログラムからせん絡電圧(U)、せん絡までの時間(T)、電圧上昇率(S)およびこれらの変動をもとめるために、観測された波形のうち G_2 に対する交流せん絡電圧以上の部分に最も適合する直線を引いて計算することとした。 U は当然大気状態により変化するがこれを標準状態(20°C, 760 mmHg)に換算するため次式を用いた。

$$U_0 = \frac{U}{\delta} \quad \delta = 0.386 \frac{a}{273+t} \quad (2)$$

ここで t は気温(°C)、 a は mmHg で表現した気圧を示す。 G_2 としては直径 250 mm、間隙 60 mm および直径 500 mm、間隙 125 mm の 2 種類の球間隙を使用して実験を行なった。測定結果の 1 例として図 3 に直径 500 mm の場合の U_0 と U_0/S の関係を示す^{1), 2)}。測定結果にはかなりのばらつきがあり、その原因として分圧器のレスポンス時間や測定用導線の配置などが原因になると考えられる。しかし一方逆に分圧器を含む測定系のレスポンス時間をあらかじめ測定して置き、曲線の補正を行なって標準のせん絡電圧—せん絡時間の関係図を作成して置けばこれから逆に分圧器の較正を行なうことも可能となる^{3), 4)}。しかしいずれにしても測定系全体のレスポンス時間、各素子のレスポンス時間の全体に及ぼす影響などをはっきりさせておくことが必要で、筆者はこの点に着目して研究を行なった。

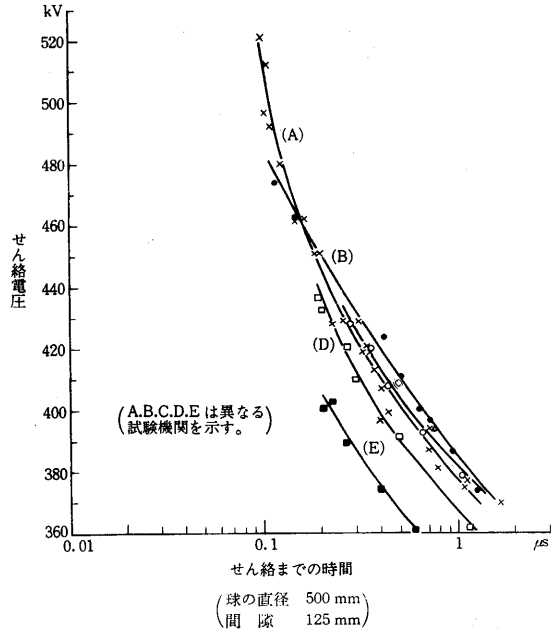


図 3 球間隙の標準状態におけるせん絡電圧—時間特性曲線

3. 分圧器とその等価回路

ここで対象としている急しゅんな電圧の測定に当たってはオシロスコープにたよらざるを得ず、このためにはきわめて短時間中に変化する高電圧波を分圧してシンクロスコープあるいは高速度ブラウン管に印加できるようにする装置が必要で、これを分圧器と呼んでいる。この装置については、かような高電圧パルス波形をいかにしてひずみを少なく分圧できるかという設計上の問題と、かかる分圧器の応答特性がどのように表現されるかを明らかにさせる必要がある。本節ではこれらの問題についてのべることにする。

一般に急しゅんな波測定用分圧器に要求される条件としては次の二点があげられる。

- (1) 分圧器自身のレスポンス時間をきわめて小さくさせること。
- (2) 外部より単位ステップ電圧を加えた際にできるだけ速く定常値に落ち着くこと。

通常用いられている分圧器の構造を図 4(a)に示す。まず抵抗体としては耐電圧、電力容量の点を考え、巻線型の抵抗が主として用いられる。これは絶縁物の棒にニクロム線など電力容量の大きい金属線を巻き、そのインダクタンスを極力小さくさせるために特殊な巻き方を施し、これと直列に接続された小さい抵抗、またはケーブルのサージインピーダンスで分圧される電圧を取り出してオシロスコープに加えるものである。ここで抵抗体の大電容量を補正し、外部条件により変化を受けなくさせるためにしゃへい電極を設けるのが普通である。これにより

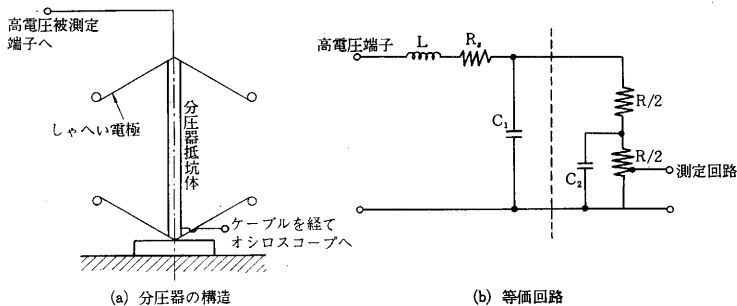


図 4 分圧器の構造とその等価回路

上記 (1) の条件を満足させることができるが、この反面 (2) の条件には相反する結果となる。この点を克服するためには、たとえば後述のように高気圧ガス絶縁技術を利用する新しい型式のものを開発する必要がある。

この型の分圧器の等価回路として図 4 (b) の回路が考えられる。ここで L はリード線のインダクタンス、 R_s は直列抵抗、 C_1 はしゃへい電極による容量である。レスポンス時間を悪くさせる原因の一つとして考えられるのは、しゃへい電極間の容量と直列抵抗でできる時定数があげられ、他の原因としてしゃへい電極で容量の平衡がとれていない場合の残留容量と抵抗体の時定数がある。もしも容量の平衡がとれていれば図の C_2 はきわめて小さくこれを省略することができる。また不平衡の条件により C_2 は抵抗の中央と上端の間に入る場合もありうる。第 1 のレスポンス時間 τ_1 は $R_s C_1$ 、第 2 のそれ τ_2 は $RC/4$ で表わされ全体のレスポンス時間 (τ) はこれら両者の和で表わされる。実際に τ_1, τ_2 を分離測定した結果 $\tau_1=4 \text{ ns}$, $\tau_2=12 \text{ ns}$, したがって $\tau=16 \text{ ns}$ と

なり、一方入力にステップを加えて得られたレスポンス時間は 15 ns であったからほぼこの等価回路が妥当であることがわかる⁴⁾。

さらに精密な分圧器の等価回路として図 5 に示すように抵抗、コンデンサより成る伝送線路を考え、解析が行なわれている⁵⁾。従来の研究によれば、高電圧側と低電圧側との抵抗素子の特性が同じであるとの仮定に基づいて計

算が行なわれていた⁶⁾。しかしこの方法にしたがえば低圧側のコンデンサの容量が必要以上に大きくなり、一方分圧器の応答特性を向上させるためにはこれよりはるかに小さい容量値を用いることが必要である。この点に着目し上記の論文では両者の特性の異なる回路について解析を行ない、装置を試作して性能改善の検討を行なった。また分圧器のしゃへい電極の形状に関して理論的考察を行ない、これにしたがって装置の試作を行なって性能の検証も行なわれている⁷⁾。さらに Creed はプラスチック製の容器の中に約 10 気圧の窒素ガスを充てんし、この中に抵抗体素子を封入した装置を利用している。かようにすることにより素子の寸法をきわめて小さくさせ、応答特性の著しい改善が明らかにされている。

4. 分圧器のレスポンス時間の検証

前述の事項より明らかなように急しゅん波の測定に際しては、分圧器自身のレスポンス時間を正確に決定することがきわめて重要である。この目的のためには比較的低い単一ステップ電圧を分圧器に印加して、その応答波形をオシログラフにえがかせこれからレスポンス時間を決定することが普通行なわれている。ここではその問題点についてのべる。

単一ステップ電圧としてはまず立ち上がり時間が ns のケタで、できるだけ高い電圧値が望ましい。発生回路に使用すべきスイッチ素子として、まずエサキダイオードなど半導体素子を用いた回路では出力電圧がきわめて小さく、したがってサンプリングスコープを利用しなければならず、較正法として必ずしも便利とはいえない。第 2 の方法として水銀リレーを利用することが考えられる。これによれば 1000 V 程度までで、 ns 以下の立ち上がり時間を有するステップを発生することができ、広く較正に利用されている。筆者らはプラスチック製の容器の中に約 20 気圧の窒素ガスを封入し、この中に火花放電間隙を設けたスイッチを試作使用した。この程度の圧力ではスイッチ時間は約 1 ns にさせることができる。

かようなスイッチ素子を使用してステップ波形を発生させ、測定系を実現した場合、次の疑問は分圧器のレスポンス時間をどのように定義したらよいかという点であ

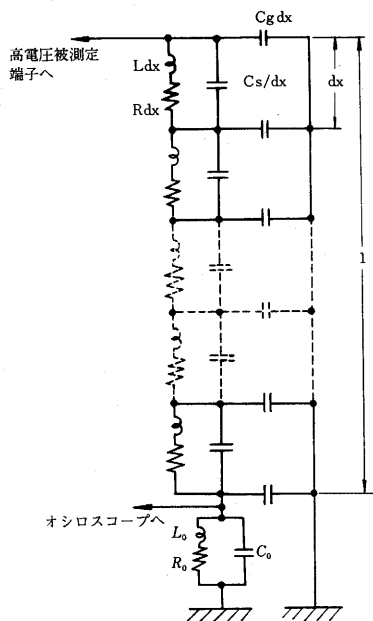


図 5 残留インダクタンスを考慮に入れた分圧器の等価回路

る。理想的に考えれば分圧器の頂部にゼロインピーダンスの電源を通して、このステップを印加しようと仮定した場合に得られるオシログラムからレスポンス時間を決定すべきであるが、これは実現不可能である。さらにパルス発生器と分圧器との寸法上の相違から両者を結合する際に高さが不均一の導線で結ぶ必要があり、これは伝送特性上分布定数回路の変成器として作用し、入力端子で理想的なステップを発生し得たとしても分圧器の頂部ではもはやステップ波形とはいえず、これが結果の誤差となって現われて来る。かような点を考慮し、筆者はまず分圧器の真のレスポンス時間を定義し、これを決定する方法を考案して実験によりこの理論の妥当性の検証を行なった⁸⁾。以下これらについてのべることにする。

5. 分圧器の真のレスポンス時間

前述のように分圧器の真のレスポンス時間とは、その頂部に内部インピーダンスゼロの電源を通してステップ電圧を印加した際に得られるオシログラムからもとめるのが妥当である。しかしここではさらに一般的に考えて図6に示すように分圧器の頂部に長さ l の水平な導線を

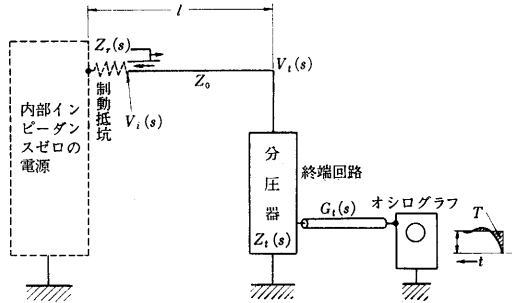


図6 真のレスポンス時間

接続し、その他端にゼロインピーダンスのステップ発生源を接続する回路構成を考案した。この場合導線は一定のサージインピーダンスを持つ伝送線路と考えるとよい。さらに分圧器の概念を拡張して分圧器、ケーブル、オシログラムなどを含めて取り扱い、これを終端回路と名づけ、その電気的特性を高電圧端子よりオシログラムにいたるまでの伝送特性 $G_i(s)$ と、高電圧側から見たインピーダンス $Z_i(s)$ とで代表させることとした。かように考えれば図6の測定系は終端回路、線路長 l の伝送線路の二つの回路素子から成るものと考えることができる。場合により回路の振動を抑える目的で線路と直列に制動抵抗を入れることが多いが、この場合には上記2素子に制動抵抗を加えて3素子から成る回路構成と考えることができる。

まず3素子の系について分圧器の頂部の電圧がどのように表現されるかを考えてみよう。線路のサージインピ

ーダンスを Z_0 、制動抵抗のインピーダンスを $Z_r(s)$ とすれば、ラプラス変換式で表示した線路の左端の電圧 $V_i(s)$ は、

$$V_i(s) = \frac{1}{s} \cdot \frac{Z_0}{Z_0 + Z_r(s)} \tag{3}$$

この電圧は右方に進行し、終端回路で反射される。この第1波による右端の電圧 $V_{i1}(s)$ は終端回路側における反射係数を $K_r(s)$ とし、入射波が終端回路に到達した時刻を 0 とすれば、

$$V_{i1} = \frac{1}{s} \left\{ \frac{Z_0}{Z_0 + Z_r(s)} \right\} \{1 + K_r(s)\} \tag{4}$$

$K_r(s)$ と終端回路のインピーダンス $Z_i(s)$ との間には

$$K_r(s) = \frac{Z_i(s) - Z_0}{Z_i(s) + Z_0} \tag{5}$$

の関係が成立する。終端で反射し、さらに再び制動抵抗で反射した電圧は $t = 2l/c$ 後に終端回路に加わる。同様の経過を順次考慮に入れると結局終端回路の両端の電圧 $V_i(s)$ は次のように表わされる。

$$\begin{aligned} V_i(s) = & \frac{1}{s} \left\{ \frac{Z_0}{Z_0 + Z_r(s)} \right\} \{1 + K_r(s)\} \\ & + e^{-\frac{2l}{c}s} \left(\frac{1}{s} \right) \left\{ \frac{Z_0}{Z_0 + Z_r(s)} \right\} \\ & K_r(s) K_r(s) \{1 + K_r(s)\} \\ & + e^{-\frac{4l}{c}s} \left(\frac{1}{s} \right) \left\{ \frac{Z_0}{Z_0 + Z_r(s)} \right\} \\ & K_r(s)^2 K_r(s)^2 \{1 + K_r(s)\} \\ & + \dots \end{aligned} \tag{6}$$

ここで

$$K_r(s) = \frac{Z_i(s) - Z_0}{Z_i(s) + Z_0} \tag{7}$$

この和は簡単にもとめられ次のように計算される。

$$V_i(s) = \frac{1}{s} \left\{ \frac{Z_0}{Z_0 + Z_r(s)} \right\} \{1 + K_r(s)\} \frac{1}{1 - e^{-\frac{2l}{c}s} K_r(s) K_r(s)} \tag{8}$$

オシログラムで観測され、最終値を1と規格化した電圧 V_0 をもとめるに当たっては規格化した伝送関数 $G_i(s)$ を用いて、

$$V_0(s) = \frac{1}{s} \left\{ \frac{Z_0}{Z_0 + Z_r(s)} \right\} \{1 + K_r(s)\} \frac{N}{1 - e^{-\frac{2l}{c}s} K_r(s) K_r(s)} \cdot G_i(s) \tag{9}$$

ここで N は次のように表わされる。

$$N = (R_i + R_r) / R_i \tag{10}$$

ただし $R_i = R_i(0)$ 、 $R_r = R_r(0)$ でそれぞれ終端回路および制動回路の直流値を表わす。

レスポンス時間の定義はすでにのべたが、(9)式のレスポンス時間 T をラプラス変換の記号を用いて表現す

れば,

$$T = \left[\frac{1}{s} \left\{ \frac{1}{s} - V_0(s) \right\} \cdot s \right]_{s=0} \quad (11)$$

$$= \left[\frac{1}{s} F(s) \right]_{s=0} \quad (12)$$

ここで,

$$F(s) = 1 - \left\{ \frac{Z_0}{Z_0 + Z_r(s)} \right\} \{1 + K_r(s)\} \\ \frac{N}{1 - e^{-\frac{2l}{c}s}} K_r(s) K_r(s) G_r(s) \quad (13)$$

(12) 式の計算に当たって $F(s)$ を級数に展開すれば,

$$F(s) = F(0) + sF'(0) + \frac{s^2 F''(0)}{2} + \dots \quad (14)$$

しかるに $F(0) = 1$ であるから

$$T = F'(0) \quad (15)$$

と計算される. 結局真のレスポンス時間 T は,

$$T = T_r + T_{kt} + T_t + \sum \cdot K_r(0) \cdot K_r(0) \cdot \frac{2l}{c} \\ + \sum \cdot K_r(0) \cdot \{1 + K_r(0)\} \cdot T_{kr} \\ + \sum \cdot K_r(0) \cdot \{1 + K_r(0)\} \cdot T_{kr} \quad (16)$$

ここで

$$\sum = \frac{1}{1 - K_r(0) K_r(0)} \quad (17)$$

で表わされ, さらに T_r, T_{kt}, T_t, T_{kr} などは次式によって表現される.

$$T_r = \frac{Z_r'(0)}{Z_0 + Z_r(0)} \quad (18)$$

$$T_{kt} = -\frac{K_r'(0)}{1 + K_r(0)} \quad (19)$$

$$T_t = -G_r'(0) \quad (20)$$

$$T_{kr} = -\frac{K_r'(0)}{1 + K_r(0)} \quad (21)$$

これらの物理的意味は次のとおりである.

(1) T_r : これは図 7 (a) に示すように線路と直列のインピーダンス $Z_r(s)$ による波形変歪に基づくレスポンス時間である. すなわち同図の B 点の電圧 V_B は,

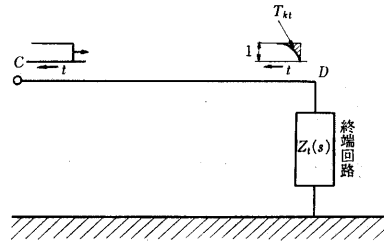
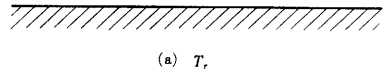
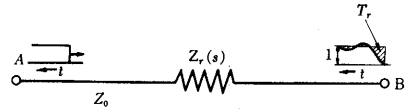
$$V_B = \frac{1}{s} \cdot \frac{Z_0}{Z_0 + Z_r(s)} \quad (22)$$

したがってそのレスポンス時間は明らかに (18) 式のようなになる. すなわち,

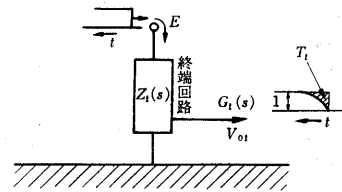
$$T_r = \left[\frac{1}{s} \left\{ \frac{1}{s} - \frac{1}{s} \cdot \frac{Z_0 + Z_r(0)}{Z_0 + Z_r(s)} \right\} s \right]_{s=0} \\ = \frac{Z_r'(0)}{Z_0 + Z_r(0)}$$

(2) T_{kt} : 終端回路に無限長線路が接続され, 他端からステップ電圧が加わる場合の応答で決まるレスポンス時間である. 図 7 (b) の D 点の電圧 V_D は,

$$V_D = \frac{1}{s} \{1 + K_r(s)\} \quad (23)$$



(b) T_{kt}



(c) T_t

図 7 T_r, T_{kt}, T_t の物理的意味

したがってそのレスポンス時間は,

$$T_{kt} = \left[\frac{1}{s} \left\{ \frac{1}{s} - \frac{1}{s} \frac{1 + K_r(s)}{1 + K_r(0)} \right\} s \right]_{s=0} \quad (24)$$

これより容易に (19) 式を得る.

(3) T_t : 分圧器の頂部にステップ電圧が加わるものと仮定し, オシログラムから決まるレスポンス時間である. 図 7 (c) で E 点よりオシログラムまでの伝送特性は $G_r(s)$ であるから上述と同じ手法を使って (20) 式を得る.

(4) T_{kr} : $Z_r(s)$ に無限長線路を接続し, 他端からステップ電圧を加える場合, $Z_r(s)$ の両端の電圧応答で決まるレスポンス時間である. (23) 式において $K_r(s)$ を $K_r(s)$ で置き換えれば容易に (21) 式が得られる. さらに

$$T_{kr} = -\frac{1}{1 + \frac{R_r - Z_0}{R_r + Z_0}} \left[\frac{d}{ds} \left\{ \frac{Z_r(s) - Z_0}{Z_r(s) + Z_0} \right\} \right]_{s=0} \\ = -\frac{Z_0}{R_r} T_r \quad (25)$$

の関係式が存在するから真のレスポンス時間は次のように変換される.

$$T = T_{kt} + T_t + \sum \cdot K_r(0) \cdot K_r(0) \cdot \frac{2l}{c} \\ + \sum \cdot K_r(0) \cdot \{1 + K_r(0)\} \cdot T_{kr}$$

$$+\Sigma \cdot (1-K_r(0)) \cdot T_r \quad (26)$$

特別な場合として制動抵抗のない 2 素子の回路構成では $K_r = -1$, $T_r = 0$ であるから T は次のように簡単化される。

$$T = T_i - \frac{K_r(0)}{1+K_r(0)} \cdot \frac{2l}{c} \quad (27)$$

かくのごとく真のレスポンス時間 T を決定することができたが、(26)式はきわめて複雑であり、またかような測定系は実際には実現できず、このままでは T を計算することはできない。そこで筆者らは次にのべるような二つの方法により間接的に T を決定する方式を考案した。

6. 無限線路を含む測定系による T の決定

ここでこのべる無限線路とは考えている分圧器の応答が定常値に落ち着く時間に対応する伝ばん長に対して十分長い線路ということの意味している。図 8 の回路でレスポンス時間がどのように表現されるかを考えてみよう。この回路では伝送線路と直列にスイッチ G を接続し、そのスイッチ時間を ns のケタにしておき、図の左側の線路充電後スイッチを閉じれば振幅が充電電圧の 1/2、立ち上がり時間が ns 程度のステップ波が左右に伝ばんする。具体的には左側の線路に $1 \mu s$ の波頭を持つインパルス電圧を加え、スイッチ素子としてプラスチック製の容器の中に約 20 気圧の窒素ガスを封入し、この中に火花放電ギャップを設けたものを使用した。電圧が間隙の絶縁破壊電圧を超えればギャップが短絡し、上述の機能を果たすことができる。いま伝送線路の他端に接続した分圧器でどのような応答が得られるか計算してみよう。分圧器で反射した波が再びここに到達する前にオシログラムは定常値に落ち着いており、したがって反射波の影響は事実上無視することができる。

観測される規格化電圧を V_{oi} とすれば、

$$V_{oi} = \frac{1}{s} \cdot \frac{1+K_i(s)}{1+K_i(0)} \cdot G_i(s) \quad (28)$$

したがってそのレスポンス時間 T_2^* を上述の手法を使って計算すれば、

$$\begin{aligned} T_2^* &= -\frac{K_i'(0)}{1+K_i(0)} - G_i'(0) \\ &= T_{ki} + T_i \end{aligned} \quad (29)$$

G の右側に制動抵抗を接続した 3 素子の回路構成についてのレスポンス時間 T_3^* も同様に計算して、

$$T_3^* = T_r + T_{ki} + T_i \quad (30)$$

これだけでは真のレスポンス時間 T を決定すべき(26)式のパラメータをもとめることができないので、図 9 の回路よりデータをもとめこれとあわせて T を決定することを計画した。この回路は G と分圧器との間に

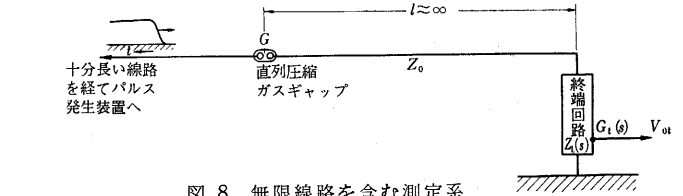


図 8 無限線路を含む測定系

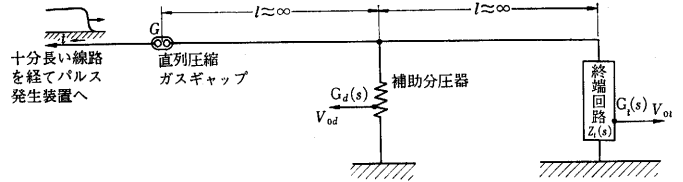


図 9 補助分圧器を持つ測定系

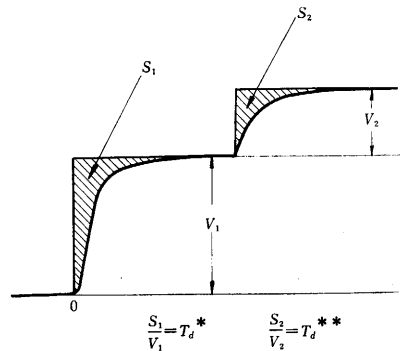


図 10 補助分圧器の応答波形と T_d^* , T_d^{**} との関係

補助的分圧器を接続したものである。補助分圧器のオシログラムは図 10 に示すように一般には多段ステップ波形となるが、いま第 1 段目と第 2 段目に着目し、その面積 S_1, S_2 と各段の定常値 V_1, V_2 との比で決まるレスポンス時間をそれぞれ T_d^*, T_d^{**} と定義する。すなわち

$$S_1/V_1 = T_d^*, \quad S_2/V_2 = T_d^{**} \quad (31)$$

$K_d(s)$ を P 点における入射波の反射係数、 $G_d(s)$ を補助分圧器の頂部よりオシログラムまでの伝送関数とすれば、簡単な計算の結果次式が成立する。

$$T_d^* = T_{kd} + T_d \quad (32)$$

ここで

$$T_{kd} = -\frac{K_d'(0)}{1+K_d(0)} \quad (33)$$

$$T_d = -G_d'(0) \quad (34)$$

同様にして

$$T_d^{**} = 2 T_{kd} + T_d + \frac{1+K_i(0)}{K_i(0)} T_{ki} \quad (35)$$

さらに図 9 の右端の分圧器の応答によるレスポンス時間を T_2^{**} とすれば、

$$T_2^{**} = T_{kd} + T_{ki} + T_i \quad (36)$$

(29), (30), (32), (35), (36) より真のレスポンス時間を

決定すべき諸要素 T_{in} , T_i , T_r などをもとめることができる。

特別の場合として、

(1) $Z_r(s) = Z_0$ すなわち制動抵抗がサージインピーダンスと整合のとれている場合には、

$$T = T_i + T_{in} + T_r [1 - K_i(0)] \doteq T_2^* \quad (37)$$

(2) $Z_r(s) = 0$ すなわち制動抵抗のない 2 素子回路においては、

$$T = T_i - \frac{K_i(0)}{1 + K_i(0)} \cdot \frac{2l}{c} \quad (38)$$

$$T_i = \frac{K_i(0)}{1 + K_i(0)} \left\{ T_d^* + T_2^{**} - T_d^{**} + \frac{1}{K_i(0)} \cdot T_2^* \right\} \quad (39)$$

の関係が存在する。

以上の方法を利用すれば真のレスポンス時間を計算することが可能であるが、このためにはきわめて広い床面積を必要とする。この意味ではこの方法はあまり実用的であるとはいえない。そこで筆者らは次に示すような簡単な回路で T をもとめる方法を考案した。

7. 有限線路を含む測定系による T の決定

上の欠点を補い有限の線路長でパルス発生器と分圧器とを結合する回路方式を考えた。ここで問題となるのは発生器と分圧器との寸法の相違によるレスポンス時間である。すなわちパルス発生器のスイッチ素子として水銀リレーまたは放電間隙を用いた場合、いずれにしてもその大きさは数 mm ないし数 cm であるのに対して分圧器は数 10 cm の高さを有し、したがってこの両者を一定の高さの均一伝送線路で結合することはできない。しかも両者を不均一の線路で結合する場合には伝ばんにつれてサージインピーダンスが変化し波形のひずみを受けるのでこの影響も計算しなければならない。いま図 11 の

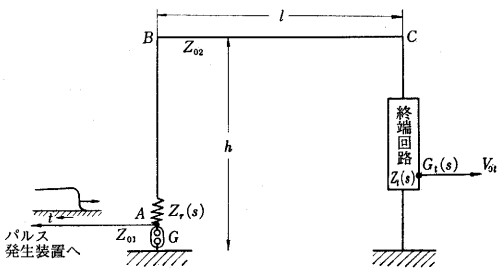


図 11 有限線路による測定系

回路で $A \rightarrow C$ のゼロおよび無限大周波数における伝ばん時間 T_0 , T_∞ をそれぞれ、

$$T_0 = (l+h)/c \quad (40)$$

$$T_\infty = \sqrt{l^2 + h^2}/c \quad (41)$$

と考えればこの回路のレスポンス時間 T_n と真のレスポ

ンス時間との間に次式が成立する。

(1) $Z_r(s) = 0$ の場合

$$T = T_n - \frac{(l+h) - \sqrt{l^2 + h^2}}{c} + \frac{K_i(0)}{1 + K_i(0)} \cdot \frac{2h}{c} \quad (42)$$

(2) $Z_r(s) = Z_{01}$ の場合

$$T = T_n - \frac{(l+h) - \sqrt{l^2 + h^2}}{c} \quad (43)$$

この結果より図 11 のレスポンス時間から簡単な補正計算を行なうことによって真のレスポンス時間をもとめることができる。

8. 実験

急しゅん波測定用の分圧器としては高気圧ガス絶縁を利用する方式を用いた⁹⁾。高電圧用の分圧器においてはしゃへい電極を設けるのが通常であることはすでにのべたが、この電極の容量はリード線のインダクタンスとともに共振回路を形成し、急しゅん波に対する応答特性を悪くする原因となる。実測によればこの共振周波数は 8—10 Mc で、このためこの型式の分圧器は 100 ns 以下の急しゅん波に対しては精度を欠くおそれがある。しかし回路のインダクタンスはリード線により決定されるべきもので、これを減少させることは困難である。したがって共振周波数を上げる方法としては容量を減少することをまず検討すべきである。この容量はしゃへい電極に基づくものであるからこれを減少させることはとりも直さず寸法を小さくすることに対応する。しかし一方耐電圧をこのため低下させることはできず、この両者を満足させる方法として高気圧ガス中に抵抗体を封入する方式が考えられた。これはプラスチック製の容器の中に巻線抵抗を設置し、この中に約 10 気圧の窒素ガスを封入したものでプラスチックの外径は 8", 内径 5 1/2", 高さは 25" である。抵抗体の高さは 5 1/2" で、圧縮ガスを利用しない従来の分圧器の高さは 49 1/2" であるからレスポンス時間の著しい改善が期待できる。なおしゃへい電極は開口が 3 1/2", 高さ 1 3/8" の円すい形のものを用いた。

この分圧器についてさきののべた無限線路のレスポンス時間をもとめると 7.0 ns が得られた。さらに無限線路によるレスポンス時間測定により真のレスポンス時間 T をもとめ、この結果と (42) または (43) 式から T_n を計算した。次いで図 11 の回路を実際に組み立てて実験的に T_n をもとめ両者の比較を行なった。数 100 枚のオシログラムよりもとめた結果、両者の差異は 1.5 ns 程度で、この考え方の正しいことが示された。なおオシログラムの解析によりレスポンス時間のばらつきは振動がなくほぼ指数函数的に定常値に落ち着くものについては 0.5% 程度、振動的のものについてはこれよりやや劣る程度で、きわめて信頼できるものであった。

(p. 17へつづく)

ある。この問題については現在各国で研究が進められており、その対策が検討されている。

外ともにきわめて活発に進められている。上記の問題点が解決される日も遠くないものと確信している。

(1967年3月6日受理)

5. む す び

以上で明らかにしてきたように、人工軽量骨材コンクリートが一般的に使用されるためには、まだ解決を要する大きい問題点がいくつか残されている。しかしコンクリートにとって軽量化は、これが今後構造材料としての機能を十分に発揮して行くためにとらざるを得ない決定的な方向であり、軽量コンクリートに関する研究は内

参考文献

- 1) 爾見・吉村: セメント技術年報 XIX (1965).
- 2) Rudnai, G.: Lightweight Concretes pp. 116 (1963).
- 3) Shiedeler, J.J.: Proc. ACI Vol. 54, pp. 299~328.
- 4) Hanson, J.A.: Proc. ACI Vol. 58, pp. 1~37.
- 5) 丸安・小林・伊藤: 土木学会コンクリートライブラリー 第10号, (1964).
- 6) 小林・伊藤: セメント・コンクリート, No. 227 (1966).

次 号 予 告 (6 月 号)

研究解説

芳香族ジアゾニウム塩の電子状態と光分解.....	菊本 池 真 一	本 多 健 一	鋤 柄 光 則
有機求核置換反応における溶媒効果.....	浅妹 原 照	新 井 三 学	
——ラウリルクロライドと水硫化ナトリウムの反応を中心として——			
分子ふるいゼオライトの合成.....	高 橋 浩		

研究速報

高膨張比におけるラジアルタービン用ノズルの特性.....	水山 町下 長 生	山 下 雄 康	
テトラクロルアルカン (TCA) のポーラログラフィ.....	早新 野井 茂 夫	井 五 郎	
3,3-ビス(ベンゾキシメチル)オキセタンの合成とその反応.....	金中 島 広 正	亀後 山 利 誠	後 藤 宣 男
3-ヨードペリレンの合成とその Ullmann 反応.....	後古 藤 信 行		古 賀 悦 之

(p. 11よりつづく)

9. 結 言

急しゅん波測定においては耐電圧、電力容量などを保証するため装置そのものを大型にせざるを得ないにもかかわらず、ns の応答特性を要求されるため種々の難点が存在する。しかしここで高気圧ガスの技術を導入することによってこのうちのいくつかを解決しうることがわかった。分圧器のレスポンス時間については筆者らが行った方式により真のレスポンス時間を ns の精度で決定することができた。かような計算方法はきわめて速いパルスに対する電気回路の応答の解析一般に適用することもできよう。さらに高い電圧の急しゅん波測定においてはコロナによる影響など固有の問題がいくつかあり、これらについてはさらに研究が必要と思われる。

(1967年3月7日受理)

文 献

- 1) M. Christoffel, Paper No. 333 Appendix V, CIGRE (June 1966)
- 2) S. Fujitaka et. al, CIGRE Study Committee No. 8 (June 1965).
- 3) J.H. Park, H.N. Cones, Journal of Research of the National Bureau of Standards, 66C pp. 197-207 (July-September 1962).
- 4) F.C. Creed, Paper No. 320, CIGRE (June 1958)
- 5) T. Harada, T. Itami, IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems 85, pp. 511-523 (May 1966)
- 6) P.R. Howard, P.I.E.E. 99, pp. 371-383 (August 1952).
- 7) 河野, 電気学会雑誌 81, pp. 423-429 (昭 36-3).
- 8) F.C. Creed, T. Kawamura, G. Newi, Winter Power Meeting of the IEEE 31 PP 67-90 (February 1967).
- 9) F.C. Creed, M.M.C. Collins, IEEE Trans. on Communication and Electronics 82, pp. 621-629 (November 1963).