

# 急しゅん波測定における負レスポンス時間

Negative Response Time in the Measurement of Impulse Waves with the Steep Front

河村 達 雄

Tatsuo KAWAMURA

## 1. 緒 言

ナノ秒程度の波頭長を持つ衝撃電圧の精密測定法に関する研究は最近国際送電網会議および国際電気標準会議において論議の対象となっている<sup>1,2)</sup>。ここで本質的な問題はパルス電圧の発生器と分圧器との幾何学的寸法の相異により高さが不均一の導線でこの両者を結合することが必要となる点である。この場合には電圧波はこの不均一部分でひずみを受け、その配置如何によっては負のレスポンス時間を示す。筆者はかかる測定系の理論計算を行ない、その正しいことを実験で確認してすでに発表を行なった。本論では不均一線路の一例として指数線路をとり上げ、さきに省略していた理論的計算を行なったのでその結果についてのべることにする。

## 2. 理 論

ns の立ち上り時間を有する高電圧パルス発生器としては高気圧ガス中に封入した放電間隙、水銀リレー等が利用されている。そのいずれを用いるにしても分圧器と比べて寸法が小さく、したがってこの両者を高さが不均一の導線で結合することが必要となる。いま不均一線路として指数線路を利用する場合を考えると、その回路構成はたとえば図 1 (a) のように表わすことができる。図

の充電線路の左端には比較的緩やかな波（たとえば立ち上り時間 1 μs 程度）を加える。電圧が放電間隙 G の放電開始電圧を越えればこれがせん絡し、かくして得られたステップ波は回路の入力側に印加される。G としてたとえば 20 気圧の窒素中に封入した放電間隙を用いればスイッチ時間は約 1 ns となり、したがって回路の入力にはほぼ理想的なステップが印加される。しかしこれは導線の不均一性のためにひずみを生じ、分圧器の頂部ではもはや理想的なステップ波とはいえず通常配置ではそのレスポンス時間は負となる。オシログラムから計算されるレスポンス時間はこの値と分圧器、オシログラム等で決まるレスポンス時間の和として表わされる。

いま図 1 において不均一導線のサージインピーダンスが指数関数にしたがって変化するものとすれば、

$$Z_0(x) = Z_{01}e^{kx} \quad k = [\ln(Z_{02}/Z_{01})]/l \quad (1)$$

$V(x, s)$ ,  $I(x, s)$  を線路の電圧  $V(x, t)$ , 電流  $I(x, t)$  のラプラス変換式とすれば次式が成立する。(c は光速)

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial^2 V(x, s)}{\partial x^2} - k \frac{\partial V(x, s)}{\partial x} &= \frac{s^2}{c^2} V(x, s) \\ \frac{\partial^2 I(x, s)}{\partial x^2} + k \frac{\partial I(x, s)}{\partial x} &= \frac{s^2}{c^2} I(x, s) \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

いま解を  $Ke^{\mu(x-s)}$  と仮定して(2)式を解き、入出力における条件を入れれば、分圧器の頂部 A において最終値を 1 とした電圧は(3)〔次ページ参照〕式で表わされる。

$$Y_1(s) = Z_{02}/Z_1(s) \quad (4)$$

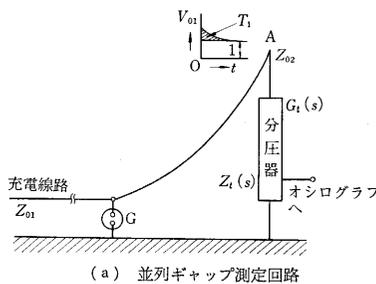
不均一線路を含む別の測定系として図 1 (b) の方法が考えられる。この回路ではスイッチ素子 G は線路と直列に接続されている。前と同様に線路充電後に G をせん絡させれば充電電圧の 1/2 の振幅を持つステップがテーパ線路の入力側に印加される。この回路において分圧器の頂部 A における正規化したステップ電圧  $V_{02}(l, s)$  を同様の方法で計算すれば〔次ページ(5)式〕

$Z_1(s)$  を純抵抗  $1/G = Z_{02}/g$  と仮定し、前論文の方法により  $V_{01}$ ,  $V_{02}$  のレスポンス時間  $T_1$ ,  $T_2$  を計算すれば、

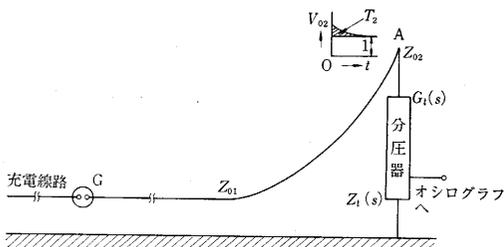
$$T_1 = - \left[ 1 - \frac{g(A-1)}{A \ln A} \right] T_0 \quad (6)$$

$$T_2 = - \left[ 1 - \frac{(A-1)(1+g)}{(A+g) \ln A} \right] T_0 \quad (7)$$

$$A = Z_{02}/Z_{01} \quad T_0 = l/c$$



(a) 並列ギャップ測定回路



(b) 直列ギャップ測定回路

図 1 急しゅん波測定系

研 究 速 報

$$V_{01}(l, s) = \frac{\sqrt{s^2 + \frac{k^2 c^2}{4}} e^{\frac{kl}{2}} e^{\frac{l}{c}s}}{\sqrt{s^2 + \frac{k^2 c^2}{4}} \cosh \sqrt{s^2 + \frac{k^2 c^2}{4}} \frac{l}{c} + \left[ s Y_1(s) + \frac{kc}{2} \right] \sinh \sqrt{s^2 + \frac{k^2 c^2}{4}} \frac{l}{c}} \cdot \frac{1}{s} \quad (3)$$

$$V_{02}(l, s) = \frac{\left\{ Y_1(0) e^{-\frac{kl}{2}} + e^{\frac{kl}{2}} \right\} \sqrt{s^2 + \frac{k^2 c^2}{4}} e^{\frac{l}{c}s}}{\sqrt{s^2 + \frac{k^2 c^2}{4}} \left\{ 1 + Y_1(s) \right\} \cosh \sqrt{s^2 + \frac{k^2 c^2}{4}} \frac{l}{c} + \left[ s \left\{ 1 + Y_1(s) \right\} + \frac{kc}{2} \left\{ 1 - Y_1(s) \right\} \right] \sinh \sqrt{s^2 + \frac{k^2 c^2}{4}} \frac{l}{c}} \cdot \frac{1}{s} \quad (5)$$

したがってオシログラムから得られるレスポンス時間  $T_{10}$ ,  $T_{20}$  は終端回路のレスポンス時間  $T_i$  を用いて,

$$T_{10} = T_1 + T_i, \quad T_{20} = T_2 + T_i \quad (8)$$

いま分圧器の頂部よりオシログラムまでの伝送関数を  $G_i(s)$  とすれば  $T_i$  に関して次式が成立する.

$$T_i = -G_i'(0) \quad (9)$$

ここで注意すべきことは  $T_1$ ,  $T_2$  は通常の測定系では負値をとることである. これはサージインピーダンスが

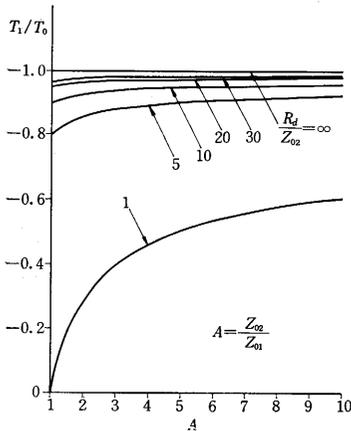


図 2 負レスポンス時間  $T_1$  と  $A$  との関係

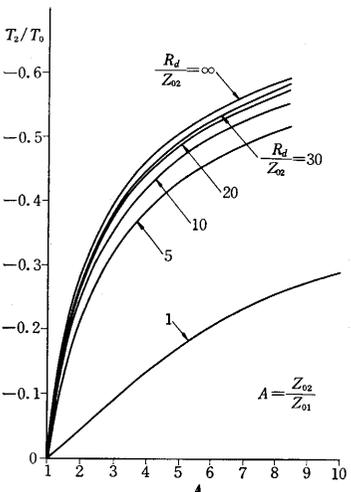


図 3 負レスポンス時間  $T_2$  と  $A$  との関係

波の進行とともに増大し, このため線路は昇圧変成器として作用することに起因する.  $T_1$ ,  $T_2$  を  $A$  の関数として表わしたものが図 2, 3 である.

テーパ線路による波形ひずみの解析はきわめて困難であるが近似法として周波数特性を有限個の折線特性で近似させ, これから分圧器頂部の応答波形をもとめることを試みた. この方法にしたがえば周波数特性は有限個の台形特性の和で表わされる. この台形特性を

$$\left. \begin{aligned} R_i(\omega) &= R_0 & (0 < \omega < \omega_d) \\ &= R_0(\omega_0 - \omega)/(\omega_0 - \omega_d) & (\omega_d \leq \omega \leq \omega_0) \\ &= 0 & (\omega < \omega) \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

と表わせればレスポンス波形  $V_0(t)$  は  $R_i(\omega)$  に対応するレスポンス特性  $V_{0i}(t)$  を用い次のように計算される<sup>3)</sup>.

$$V_0(t) = \sum_{i=1}^n V_{0i}(t)$$

$$V_{0i}(t) = \frac{2 R_0}{\pi} \left[ Si(\omega_d t) + \left( \frac{\omega_0}{\omega_0 - \omega_d} \right) \{ Si(\omega_0 t) - Si(\omega_d t) \} + \frac{1}{\omega_0 - \omega_d} \left\{ \frac{\cos \omega_0 t - \cos \omega_d t}{t} \right\} \right] \quad (11)$$

$$\text{ここで } Si(\omega_1 t) = \int_0^{\omega_1 t} \frac{\sin \omega t}{\omega} d\omega \quad (12)$$

具体的の数値を代入して計算を行ない, 実験により得られた応答波形ときわめてよく一致する結果を得た.

3. 実験結果

上述の理論の妥当性を確かめるために高さ 64 cm, 直流抵抗値 10 kΩ のしゃへい型抵抗分圧器を用いて実際に図 1 (b) の回路を組み立てて実験を行なった結果 5.0 ns のレスポンス時間が得られた. ここで  $Z_{01} = 315 \Omega$ ,  $Z_{02} = 400 \Omega$ ,  $l = 60 \text{ cm}$  であった. 一方一般的な線路中に分圧器を接続して得られた 4 組のデータから  $T_i = 7.2 \text{ ns}$  を得<sup>1)</sup>, これより系のレスポンス時間として理論的に 5.2 ns が計算され, 両者はきわめてよく一致している. なおこれ以外にもいくつかの実験を行ない, 理論の正当性を明らかにすることができた.

4. 結 言

きわめて急しゅんな高電圧波を測定する際に問題となる導線による負レスポンス時間, 応答波形を指数線路を仮定して計算し, 実験によりこの理論の正しいことを確かめた. かような考察を進めればさらに一般的な測定系の解析も可能になるものと考え.

(1967 年 8 月 7 日受理)

参考文献

- 1) F. C. Creed, T. Kawamura, G. Newi, Winter Power Meeting of IEEE 31 PP 67-90 (Feb. 1967).
- 2) 河村, 生産研究 19, (1967) pp. 127-139.
- 3) V. V. Solodovnikov et. al., Transient Response from Frequency Response, Infosearch Ltd.