

三角函數型 RC分布回路的 過渡應答解析

(Transient Response Analysis of the Trigonometric Distributed RC Circuit)

*金 應 鎭
(Kim Duck Jin)

要 約

三角函數型 線型 受動 RC分布回路的 電壓傳達函數의 모든 極點은 s-平面上에서 負의 實軸上에 存在하므로 unit step input에 對한 過渡應答은 單調한 特性을 갖는다. 이러한 特性은 集中定數回路에 適用하였던 Elmore의 上昇時間 및 遲延時間 計算方法을 RC分布回路에도 適用시킬 수 있는 充分한 條件이므로 本論文에서는 三角函數型 RC分布回路的 過渡應答特性解析을 위의 方法으로 試圖하였다. 그 結果 이 回路의 上昇時間 및 遲延時間은 時定數 r_0c_0 및 距離角 θ 의 函數이고 θ 의 增加와 더불어 이들 時間도 增加함을 確認하였다.

Abstract

Since all the poles of the open circuit voltage transfer function of the trigonometric, linear, passive RC circuits exist on the negative real axis of s-plane, its transient response to the unit step input is monotonic. This satisfies the necessary conditions for the applicability of Elmore's method which had been developed originally for the transient analysis of lumped circuit in computing the rise time and delay time of the trigonometric distributed RC circuits. This paper describes the computing method of rise and delay times of the trigonometric distributed RC circuit. The analysis shows that the transient response of this kind circuit depends only upon the time constant r_0c_0 and distance angle θ . As θ is increased, the rise and delay times are increased non-linearly.

1. 序 論

電子機器의 超小型化를 위하여 集積回路(I.C. =integrated circuit)가 出現하게 되었다. 集積回路의 受動素子로서는 主로 R,C素子가 使用되며 Hybrid I.C.에서나 Monolithic I.C.에 있어서나 이들은 서로 不可分의 狀態로 存在한다. 即 集積回路에 있어서의 抵抗은 集中定數로서는 存在할 수 없고 恒常 靜電容量을 同伴한 分布 RC回路로서 存在하게 된다. 分布 RC回路(Distributed RC circuit)는 그의 位相, 周波數, 過渡應答等 諸特性이 集中定數回路와 顯著하게 다

르므로 集積回路가 發展함에 따라서 이 들에 對한 많은 研究가 進行되어 왔다⁽¹⁾⁽²⁾⁽⁴⁾.

지금까지 알려진 分布 RC回路의 種類에는 다음과 같은 것들을 代表的으로 들 수 있다.

ㄱ) 均一線路(Uniform Transmission Line):

$$\begin{cases} r(x) = r_0 \\ c(x) = c_0 \end{cases} \quad (1)$$

ㄴ) 指數線路(Exponential Transmission Line):

$$\begin{cases} r(x) = r_0 e^{2mx} \\ c(x) = c_0 e^{-2mx} \end{cases} \quad (2)$$

ㄷ) 線型線路(Linear Transmission Line):

$$\begin{cases} r(x) = r_0 x \\ c(x) = c_0/x \end{cases} \quad (3)$$

ㄹ) 三角函數線路(Trigonometric Transmission Line):

*서울大學校 工科大學 電子工學科 正 會 員
Dept. of Electronics Eng., College of Eng.,
Seoul National University
接受日字, 1968年 1月 20日

$$\left. \begin{aligned} r(x) &= r_0 \csc^2 x \\ c(x) &= c_0 \sin^2 x \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

ㄷ) 벡셀 선로 (Bessel Transmission Line):

$$\left. \begin{aligned} r(x) &= r_0 x^a \\ c(x) &= c_0 x^{-a} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

以上の 여러가지 形態에 따라서 各線路들은 그 特性을 달리 하고 있다.

分布 RC회로의 回路圖表示는 위의 어떠한 것이든지 關係 없이 그림1과 같이 表示하고 그 위에 線路의 種類를 並記하는 것이 普通이다.

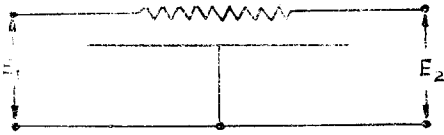


그림1. 分布 RC회로의 圖示

2. 三角函數 RC分布回路

三角函數型 RC分布회로는 그림2와 같은 構造를 가지고 있고 距離에 따른 直列抵抗 및 並列容량의 變化가 (4)式에 依해서 表示되는 分布回路이다. 이 式에서 r_0 와 c_0 는 抵抗과 容량의 單位를 갖는 定數이고, x 는 radian의 單位를 가지며 그림2의 좌상표의 方向의 任意의 點까지의 標準화된 距離(normalized distance)이다.

薄膜型의 三角函數線路는 그림 2와 같이 金屬

基板위에 均一한 두께의 誘電體薄膜層을 蒸着시키고 그 위에 亦是 均一한 두께의 抵抗薄膜層을 蒸着시키므로써 製作할 수 있다. 距離에 따라서 抵抗値가 (4)式에 依해서 表示되도록 하면 線路上에서는 어디에서나 rc 積이 一定하므로 抵抗層薄膜의 幅의 調節만으로 線路上의 抵抗과 容량을 同時에 調節하게 된다. 半導體型 三角函數線路는 誘導體層으로서 逆方바이어스電壓을 印加한 p-n junction의 junction capacitance를 使用하고 p型이나 n型半導體層中에서 한 邊이 基板(substrate)이 되고 다른 한 邊의 半導體層이 抵抗層이 되며 抵抗層의 形態는 薄膜型과 같다. 半導體型 線路는 使用時에 逆方바이어스電壓을 반듯이 印加해 주어야 하는 短點이 있기는 하지만 이 電壓의 調節에 依해서 分布容량을 制御할 수 있으므로 回路特性을 任意로 調節할 수 있는 利點이 있고 monolithic I.C.에서는 반드시 半導體型이 아니던 안 되므로 이 種類의 回路가 重要視되고 있다.

三角函數型 RC分布회로의 周波數特性에 關해서는 Su⁽⁴⁾에 依해서 1963년에 發表된 바 있으며 이 線路의 Notch filter에의 利用可能性을 指適하였다.

이 回路의 過渡應答을 解析하기 위해서 먼저 開放回路 電壓傳送函數를 다음과 같이 求할 수

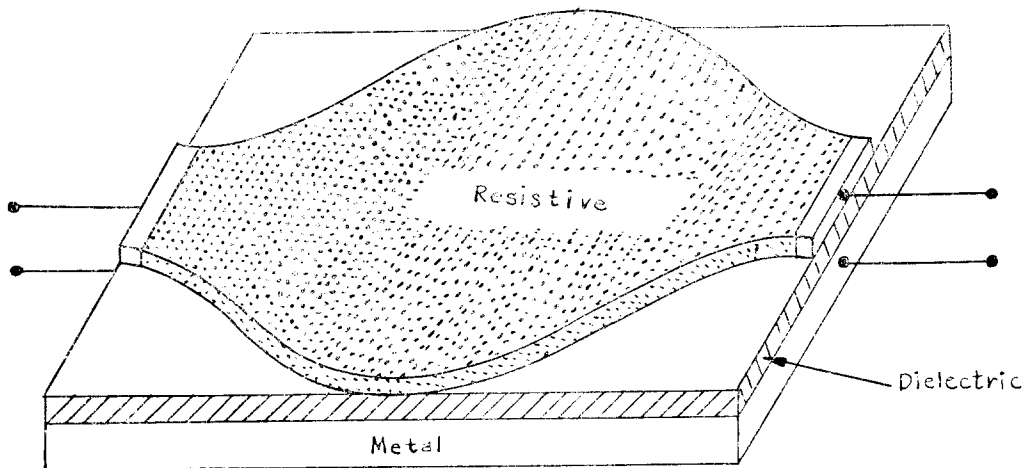


그림 2. 三角函數型 RC分布회로의 構造

있다.

任意的 RC分布回路的 微小長 Δx 兩側에서의 電壓 및 電流變化를 그림 3에 圖示하였다. 여기에 Kirchhoff의 法則을 適用하여 電壓 및 電流에 關한 偏微分方程式을 얻는다. 即

$$\frac{\partial i}{\partial x} = -c(x) \frac{\partial e}{\partial t} \quad (6)$$

$$\frac{\partial e}{\partial x} = -r(x)i \quad (7)$$

여기서 e 와 i 는 時間 t 와 距離 x 兩者의 函數이다. (6), (7)式에서 電流 i 를 消去하면

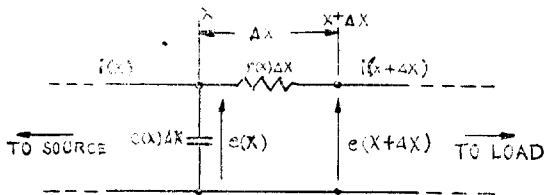


그림3. 一般 RC分布回路的 微小長에서의 電壓 및 電流

$$\frac{\partial^2 e}{\partial x^2} - \frac{r'(x)}{r(x)} \frac{\partial e}{\partial x} - r(x)c(x) \frac{\partial e}{\partial t} = 0 \quad (8)$$

여기서 $r'(x) = dr(x)/dx$ 이다.

定常狀態 (steady-state) 下에서는

$$e = R_c \langle E(x)e^{st} \rangle \quad (9)$$

$$i = R_c \langle I(x)e^{st} \rangle \quad (10)$$

로 쓸 수 있으므로 (5)式은

$$\frac{d^2 E}{dx^2} + 2c \cot x \frac{dE}{dx} - sr_0 c_0 E = 0 \quad (11)$$

이 微分方程式을 풀기 위하여

$$E = y csc x \quad (12)$$

라고 놓고 이를 (11)式에 代入하면

$$y'' + (1 - sr_0 c_0) y = 0 \quad (13)$$

로 된다. (13)式에서 $(1 - sr_0 c_0)$ 는 y 에 關해서 不變이므로 이식의 一般解는

$$y = K_1 \cos bx + K_2 \sin bx \quad (14)$$

로 쓸 수 있다. 여기서 $b^2 = 1 - sr_0 c_0$ 이다. 따라서 (11)式의 一般解는

$$E(x) = K_1 \frac{\cos bx}{\sin x} + K_2 \frac{\sin bx}{\sin x} \quad (15)$$

(4)式과 (7)式으로 부터

$$I(x) = K_1 \frac{b \sin x \sin bx + \cos x \cos bx}{r_0} + K_2 \frac{\cos x \sin bx - b \sin x \cos bx}{r_0} \quad (16)$$

로 된다. 이 回路를 2-port network로 看做하여 各 入力이던스 파라메터를 求하기 위하여 (15), (16)式을

$$E(x) = K_1 F_1(x) + K_2 F_2(x) \quad (17)$$

$$I(x) = K_1 F_3(x) + K_2 F_4(x) \quad (18)$$

라고 놓으면 入力側 電壓과 電流는

$$E_1 = E(x_1) = K_1 F_1(x_1) + K_2 F_2(x_1) \quad (19)$$

$$I_1 = I(x_1) = K_1 F_3(x_1) + K_2 F_4(x_1) \quad (20)$$

같은 모양으로 出力側에 對해서도

$$E_2 = E(x_2) = K_1 F_1(x_2) + K_2 F_2(x_2) \quad (21)$$

$$I_2 = I(x_2) = K_1 F_3(x_2) + K_2 F_4(x_2) \quad (22)$$

여기서 x_1 과 x_2 는 各各 入力 및 出力端子의 點을 表示한다. 여기서 常數 K_1 과 K_2 를 求하면

$$K_1 = \frac{F_4(x_2)I_1 - F_4(x_1)I_2}{\Delta} \quad (23)$$

$$K_2 = \frac{-F_3(x_2)I_1 + F_3(x_1)I_2}{\Delta} \quad (24)$$

$$\Delta = F_3(x_1)F_4(x_2) - F_4(x_1)F_3(x_2) \quad (25)$$

(23)式과 (24)式을 (19)式과 (21)式에 代入하면

$$E_1 = \frac{F_1(x_1)F_4(x_2) - F_2(x_1)F_3(x_2)}{\Delta} I_1 - \frac{F_1(x_1)F_4(x_1) - F_2(x_1)F_3(x_1)}{\Delta} I_2 \quad (26)$$

$$E_2 = \frac{F_1(x_2)F_4(x_2) - F_2(x_2)F_3(x_2)}{\Delta} I_1 - \frac{F_1(x_2)F_4(x_1) - F_2(x_2)F_3(x_1)}{\Delta} I_2 \quad (27)$$

(26), (27)式에서 入力이던스 파라메터를 求하면

$$Z_{11} = \frac{\cos x_2 \sin b(x_2 - x_1) - b \sin x_2 \cos b(x_2 - x_1)}{r_0 \Delta \sin x_1} \quad (28)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = -\frac{b}{r_0 \Delta} \quad (29)$$

$$Z_{22} = -\frac{\cos x_1 \sin b(x_2 - x_1) + b \sin x_1 \cos b(x_2 - x_1)}{r_0 \Delta \sin x_2} \quad (30)$$

여기서

$$\Delta = \frac{1}{r_0^2} \{ \cos(x_2 - x_1) \sin b(x_2 - x_1) - b \sin(x_2 - x_1) \cos b(x_2 - x_1) - sr_0 c_0 \sin x_1 \sin x_2 \sin b(x_2 - x_1) \} \quad (31)$$

(28), (29)式으로 부터 開放回路 電壓傳達函數를 求하면

$$G(s) = \frac{E_2}{E_1} \Big|_{I_2=0} = \frac{Z_{12}}{Z_{11}} = \frac{\sin x_1}{\sin x_2 \cos b(x_2 - x_1) - \frac{\cos x_2 \sin b(x_2 - x_1)}{b}} \quad (32)$$

對稱線路에서는 $x_2 - \frac{\pi}{2} = \frac{\pi}{2} - x_1 = \theta$ 라고 表示할 수 있으므로 이를 (32)式에 代入하면

$$G(s) = \frac{1}{\cos(2\theta\sqrt{1-r_0\cos}) + \frac{\tan\theta \sin(2\theta\sqrt{1-r_0\cos})}{\sqrt{1-r_0\cos}}} \quad (33)$$

를 얻게 된다. 여기서 θ 는 $0 < \theta < \frac{\pi}{2}$ 의 範圍의 값을 갖는다.

3. Elmore의 過渡應答 解析方法

集中定數素子로 된 線型 受動回路網의 開放回路 電壓傳達函數 $G(s)$ 가 單調한 過渡應答特性 (monotonic transient response)을 가질 때 上昇時間(rise time) 및 遲延時間(delay time)을 計算할 수 있는 解解析的方法은 Elmore에 依하여 發表되었다. 受動素子로 된 RC分布回路는 모든 natural frequency가 負의 實軸上에 存在하므로 unit step function에 對한 過渡應答는 單調한 特性을 가지므로 Elmore의 方法을 適用할 수있음을 Ghausi와 Herskowitz⁽¹⁾는 指數線路의 境遇를 들어 說明하였다. 三角函數型 RC分布回路의 境遇에 있어서도 指數線路에서와 같은 條件이 그대로 滿足되므로 이 方法을 適用할 수 있다.

Rise time과 delay time은 여러가지 方法으로 定義되고 있지만 그中 代表的인 것은 step input에 對하여 最終值의 10%에서 90%에 이르는 時間을 rise time이라고 하고 delay time은 step이 加해진 瞬開으로부터 最終值의 半에 到達하는 時間으로 定義하는 方法이다. 그러나 이와 같은 方法은 實驗的 測定의 境遇에는 便利하지만 理論的 計算에 있어서는 至極히 不便하다. 理論的 計算에 있어서 Elmore⁽⁴⁾의 다음과 같은 定義가 大端히 便利하며 前者의 方法으로는 RC分布回路의 rise time 및 delay time 計算이 困難하다.

지금 任意의 線型 受動回路網의 開放回路 電壓

傳達函數를 $G(s)$ 라고 하면 一般的으로 다음 式으로 表示된다.

$$G(s) = \frac{1 + a_1s + a_2s^2 + \dots}{1 + b_1s + b_2s^2 + \dots} \quad (34)$$

여기서 係數 a_i 와 b_i 는 實數이고 모든 pole은 s-平面的 原點左側에 存在한다는 것이 必要條件이다. 이 回路網의 unit step function $u(t)$ 에 對한 過渡應答은 逆 Laplace 變換을 取하므로써 計算할 수 있다.

$$\text{即 } e(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} \frac{1}{s} G(s) \varepsilon^{st} ds \quad c > 0 \quad (35)$$

여러가지 種類의 實際의 線型 受動回路網의 過渡應答을 (35)式에 依하여 求한 結果를 그림4에 例示하였다. 이 그림에서 (a)는 入力信號 $u(t)$ 이고, (b)는 遲延上昇(delayed rise)에 이어 減衰發振하는 過渡應答의 例이고 (c)는 (b)와 비슷하나 發振이 곧 멈추는 境遇이고 (d)와 (e)는 上昇時間(rise time)이 서로 다른 單調過渡應答

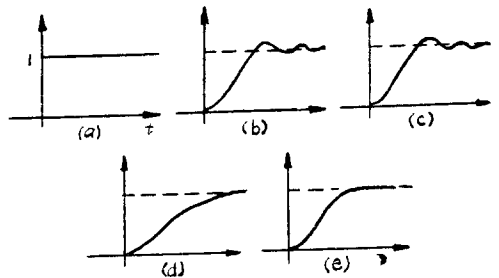


그림 4. 代表的인 過渡應答特性曲線의 例

(monotonic transient response)特性的의 例이다.

實際에 使用되는 delay time과 rise time의 定義는 여러가지가 있으나 그림5에 表示한 것과 같은 2가지 境遇만을 여기서는 考慮한다. 이 그림은 unit step function에 對한 單調 過渡應答 $e(t)$ 와 그의 微分 $e'(t)$ 를 보여주고 있다. delay time T_D 는 그림 5(a)에 보인 바와같이 最終值의 $\frac{1}{2}$ 에 到達하는데 要하는 時間이며 rise time T_R 은 應答曲線의 半值點(half-value point)에서의 接線의 逆數로서 表示한다. Elmore의 定義에 依하던 delay time은 $t=0$ 로부터 應答特性의 半值點까지의 時間을 測定하여야 하므로 $e'(t)$ 曲線에 依한 面積을 centroid까지 求하므로써 T_D 를 求할 수 있다. 即

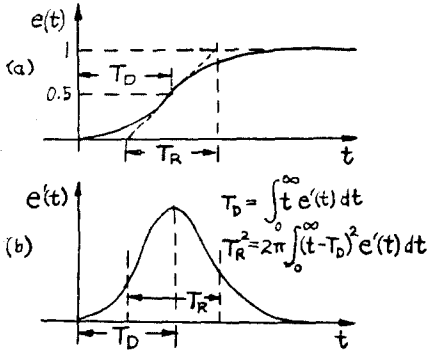


그림5. Delay Time과 Rise time의 2가지定義

$$T_D = \int_0^{\infty} t e'(t) dt \quad (36)$$

여기서 $\int_0^{\infty} e'(t) dt = 1$ 이므로 centroid에 대한 식은 이와같이 간단하게 된다. 이 定義를 그림 5(b)에 보였다. 이 定義에 의한 delay time과 그림 5(a)에서의 半值點까지의 時間에 의한 delay time과의 差異는 大端히 적으나 過渡應答曲線이 甚한 非對稱일 때에는 그 差異가 커진다. 이 Elmore의 새로운 定義는 $e'(t)$ 曲線이 負의 값을 가질면 單調하지 않은 應答을 表示하므로 適用할 수 없다. rise time은 그림 5(b)에서 보는 바와 같이 이것이 적을 수록 $e'(t)$ 曲線은 좁고 높아지므로 T_R 의 $e'(t)$ 曲線下的 面積의 gyration의 半徑에 比例한다고 하는 것은 妥當하다. 卽

$$T_R^2 = (Const) \int_0^{\infty} (t - T_D)^2 e'(t) dt \quad (37)$$

卽 換言하면 rise time은 $e'(t)$ 曲線의 standard deviation에 比例한다. 10→90% 上昇時間에 의한 rise time과 (37)式의 rise time이 같게 되려면 比例常數가 2π 로 되어야 한다. 그러면 T_R 은

$$T_R = \frac{1}{e'(t)|_{max}} = \sqrt{2\pi} \langle e'(t) \text{의 gyration의 半徑} \rangle$$

로 表示할 수 있으므로 (37)式은

$$T_R = \{2\pi \langle \int_0^{\infty} t^2 e'(t) dt - T_D^2 \rangle\}^{\frac{1}{2}} \quad (38)$$

(38)式에 依해서 計算된 rise time은 10→90% 上昇時間과 比較하면 거의 모든 境遇에 있어서 10%以內의 差異 밖에 없다고 알려져 있다.

(34)式에 依하여 주어진 system function으로부터 T_D 와 T_R 을 求하는 式을 얻으려면 (34)式을 展開하여 s 의 次數가 增加하는 順으로 配列하면

$$T_D = b_1 - a_1 \quad (39)$$

$$T_R = \{2\pi \langle b_1^2 - a_1^2 + 2(a_2 - b_2) \rangle\}^{\frac{1}{2}} \quad (40)$$

로 簡單히 된다.

4. 三角函數型 RC分布回路的 過渡 應答

對稱 三角函數型 RC分布回路(Symmetricar trigonometric distributed RC circuit)의 開放回路 電壓傳達函數(open circuit voltage transfer function)의 모든 pole이 負의 實軸上에 存在하므로 이 回路의 unit step function에 對한 應答은 單調過渡(monotonic transient)特性을 갖는다. 그러므로 Elmore의 rise time과 delay time에 對한 定義를 이 回路에 適用함은 妥當하다고 생각할 수 있다.

(39)式과 (40)式을 이 回路에 適用하기 위하여 (33)式의 傳達函數를 s 에 關한 冪級數로 展開할 必要가 있다. 計算을 簡單하게 하기 위하여 $rcC_0 = a$, $2\theta = x$ 라고 놓고 展開하면

$$G(s) = \frac{1}{\cos(x\sqrt{1-as}) + \frac{\tan \frac{x}{2} \sin(x\sqrt{1-as})}{\sqrt{1-as}}} = \frac{1}{\{1 - \frac{x^2(1-as)}{2!} + \frac{x^4(1-as)^2}{4!} - \frac{x^6(1-as)^3}{6!} + \dots\} + \frac{\tan \frac{x}{2} \{x\sqrt{1-as} - \frac{x^3\sqrt{1-as}(1-as)}{3!} + \frac{x^5\sqrt{1-as}(1-as)^2}{5!} - \dots\}}{\sqrt{1-as}} = \frac{1}{\{(1 - \frac{x^2}{2!} + \frac{x^4}{4!} - \frac{x^6}{6!} + \dots)\} + \tan \frac{x}{2} \{x - \frac{x^3}{3!} + \frac{x^5}{5!} - \frac{x^7}{7!} + \dots\}} + \{(\frac{x^2}{2!} - \frac{2x^4}{4!} + \frac{3x^6}{6!} - \dots)\} + \tan \frac{x}{2} \{(\frac{x^3}{3!} - \frac{2x^5}{5!} + \frac{3x^7}{7!} - \dots)\} a s + \{(\frac{x^4}{4!} - \frac{3x^6}{6!} + \frac{6x^8}{8!} - \dots)\} + \tan \frac{x}{2} \{(\frac{x^5}{5!} - \frac{3x^7}{7!} + \frac{6x^9}{9!} - \dots)\} a^2 s^2 = \frac{1}{(\cos x + \tan \frac{x}{2} \sin x) + \left\{ \frac{x}{2} \sin x + \tan \frac{x}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n-1} n}{(2n+1)!} x^{2n+1} \right\} a s}$$

$$+ \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n-1}}{(2n+2)!} \left[\frac{n(n+1)}{2} \right] x^{2n+2} + \tan \frac{x}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n-1}}{(2n+3)!} \left[\frac{n(n+1)}{2} \right] x^{2n+3} \right\} a_2^2 \quad (41)$$

그런데 $\cos x + \tan \frac{x}{2} \sin x = 1$ 이므로 (41) 식은 (34)식과 같은 모양으로 되었고 s 의 係數들은 다음과 같다. 即

$$G(s) = \frac{1}{1 + b_1 s + b_2 s^2} \quad (42)$$

여기서

$$b_1 = \left\{ \theta \sin 2\theta + \tan \theta \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n-1} n}{(2n+1)!} (2\theta)^{2n+1} \right\} r_0 c_0 \quad (43)$$

$$b_2 = \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n-1}}{(2n+2)!} \left[\frac{n(n+1)}{2} \right] (2\theta)^{2n+2} + \tan \theta \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n-1}}{(2n+3)!} \left[\frac{n(n+1)}{2} \right] (2\theta)^{2n+3} \right\} r_0^2 c_0^2 \quad (44)$$

$$a_1 = a_2 = 0 \quad (45)$$

(43)식과 (44)식의 $r_0 c_0$ 는 時間의 單位를 갖는 回路 時定數이므로 이를 T 라 놓고 delay time과 rise time을 이 時定數에 對하여 標準化시켜 表示하는 것이 便利하다. (43), (44)식의 b_1 과 b_2 를 利用하여 (39)식과 (40)식에 依하여 標準化된 (normalized) delay time T_D/T 와 標準化된 rise time T_R/T 를 求하면

$$\frac{T_D}{T} = \theta \sin 2\theta + \tan \theta \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n-1} n}{(2n+1)!} (2\theta)^{2n+1} \quad (46)$$

또

$$\frac{T_R}{T} = \sqrt{2\pi} \left\{ \theta \sin 2\theta + \tan \theta \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n-1} n}{(2n+1)!} (2\theta)^{2n+1} \right\}^2 - \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n-1} n(n+1)}{(2n+2)!} (2\theta)^{2n+2} + \tan \theta \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n-1} n(n+1)}{(2n+3)!} (2\theta)^{2n+3} \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (47)$$

여기서 θ 는 $0 < \theta < \frac{\pi}{2}$ 의 範圍內의 값을 갖는다 (46)식과 (47)식에서 보는 바와 같이 이 回路의 過渡應答特性은 時定數 $r_0 c_0$ 와 角 θ 에 依存함을 알 수 있다.

이 回路의 rise time과 delay time을 (46)식과 (47)식에 依해서 θ 의 變化에 따라서 實際로

計算한 것을 表1에 例示하였다. 여기서 보는 바와 같이 rise time과 delay time은 時定數 $r_0 c_0$ 가 一定할 때에는 角 θ 의 增加에 따라서 增加함을 알 수 있다.

表 1

θ (度)	T_D/T	T_R/T
0	0.00	0.00
10	0.06	0.13
20	0.25	0.54
30	0.55	1.14
40	0.99	2.13

5. 結 論

三角函數型 受動 RC分布回路的 開放回路 電壓傳達函數의 pole들은 s -plane上에서 負의 實軸上에 存在하므로 이 回路의 unit step function에 對한 過渡應答特性은 單調한 特性이며 發振을 同伴하지 않는다. 따라서 이러한 條件下에서는 rise time 및 delay time을 解析的으로 表示함에 있어서 集中定數回路에 適用하였던 Elmore의 公式를 適用할 수 있다. 이 回路에서 delay time과 rise time은 回路의 時定數 $r_0 c_0$ 및 距離角 θ 에 따라서 變化する다. 一般的으로 θ 가 커짐에 따라서 rise time과 delay time도 增加함을 알 수 있다.

6. 感 謝

本研究의 遂行을 爲하여 많은 助言과 資料를 보내주신 미네소타大學에서 研究中이신 朴松培先生님과 Motorola Co.의 姜起東博士에게 眞心으로 感謝하는 바입니다.

參 考 文 獻

- (1) M. S. Ghauri and G. J. Herskowitz "The Transient Response of Tapered Distributed RC Networks" IEEE Trans, CT-10, (Corresp) pp. 443-445 Sep. 1963
- (2) E. N. Protonotarios and O. Wing "Delay and Rise Time of Arbitrarily Tapered RC-Transmission Lines" 1965 IEEE International Convention Record, pp. 1-6
- (3) W. C. Elmore "The Transient Response of Damped Linear Networks with Particular Regard to wideband Amplifiers" Jour. of Applied Physics Vol. 19, Jan, 1948
- (4) Kendall L. Su "The Trigonometric RC Transmission Lines" IEEE Int'l. Conv. Rec. Part II. pp. 43-55, 1963
- (5) 朴松培 "RC分布回路에 關한 研究" 電子工學會誌 第3卷, 第2號 pp. 10-17 1966年 4月
- (6) P. S. Castro and W. W. Happ "Distributed Parameter Circuits and Microsystem Electronics" Proc. of NEC. Vol. 16, Oct, 1960 Chicago, U. S. A.