

## 線形테이퍼 결합 Strip 線路의 濾波特性

(Characteristics of Linearly Tapered Coupled Strip-Line Filters)

朴 麒 洙\*

(Park, Kee Soo)

### 要 約

本論文은 特性임피던스가 線形的으로 變化하는 單一 Strip 線路의 特性파라미터를 利用하여, 子先 even-mode 및 odd-mode 임피던스가 모두 線形的으로 變化하는 非對稱形인 結合 Strip 線路의 特性파라미터를 求하였다. 다음에는 上記한 非對稱結合 Strip 線路를 縱續連結한 對稱形結合 Strip 線路를 構成하고, 線路端子條件에 따라서 結合 Strip 線路가 갖는 濾波特性을 考察하였다. 線形 結合 Strip 線路의 特性을 解析한 結果, 線形結合 Strip 線路는 均一 Strip 線路를 使用하는 境遇에 比하여 몇가지 點에서 좋은 濾波特性을 갖고 있음을 明示하였다.

### Abstract

In this paper, the characteristics of linearly tapered strip-line filters, where the even-mode and odd-mode characteristic impedances vary linearly with the same degree along the lines, are analyzed. The impedance parameters of linearly tapered coupled strip-line, which is made by connecting two linearly tapered unsymmetric coupled strip-lines in cascade and the line input and output terminals are made equal, are obtained. Using the above parameters, the image parameters of linearly tapered coupled strip-line filters are derived.

The result of analysis shows that the line length can be made shorter and also the stop-band width between the fundamental and second pass-band becomes wider, compared with the coupled strip-line filters which use uniform strip-lines. Furthermore, the difference of impedance levels in the fundamental and second pass-band becomes larger with the degree of taper of the lines. This property is unique, in comparison with the case of uniform or exponentially tapered strip-line filters.

### 1. 序 論

結合 Strip 線路는 마이크로波回路에서 方向性結合器나 濾波器의 構成要素로 利用되고 있으며 많

은 研究가 行해져 왔다.<sup>1)~6)</sup> 最近 마이크로波集積回路의 開發研究과 더불어 마이크로 Strip 線路의 特性 및 이것을 利用한 回路素子에 關한 많은 研究가 行해지고 있다.

現在 實用化되고 있는 結合 Strip 線路는 거의 平行均一 Strip 線路에 限定되어 있다. 其 理由는 製作上 利點 뿐만이 아니라, 其 特性을 求하기가

\* 正會員, 서울大學校 工科大學 電子工學科  
Dept. of Electronics, College of Eng., Seoul National University.

容易하고 특히  $\frac{1}{4}$ 波長의 길이를 갖는 結合均一 Strip 線路는 特異한 性質을 갖는 等價回路로서 表示할 수 있으며, 이 等價回路를 利用하면 濾波器等의 마이크로波回路를 體系의 合成할 수 있기 때문이다.

한편 線路파라미터가 對數的으로 變化하는 不均一線路는 임피던스 整合素子로서 오래전부터 널리 超短波나 마이크로波에 利用되어 왔다.<sup>7)</sup> 이러한 線路를 縱續連結한 線路를 使用하면 廣帶域의 整合特性을 갖는 整合回路나 阻止帶域幅이 넓은 共振回路나 濾波回路를 만들 수 있으며, 均一線路를 使用하는 境遇보다 線路全體의 길이를 짧게 할 수 있는 利點이 있다.<sup>8)</sup>

한편 이들 線路의 結合回路를 構成하면 端子條件에 따라 多樣한 回路를 만들 수 있으며, 均一線路를 使用한 結合回路에 比하여 特有한 性質을 갖게 할 수 있다.<sup>9)</sup>

한편 마이크로波回路素子로서 使用되고 있는 마이크로 Strip 結合線路의 임피던스特性을 살펴 볼 때, 線路의 形態를 線形的으로 變化시키면 이들이 갖는 even-mode 및 odd-mode 特性임피던스의 變化를 線形에 가깝게 變化시킬 수 있다.<sup>10, 11)</sup>

이와같은 點들을 감안하여 本論文에서는 even-mode 및 odd-mode 特性임피던스가 모두 線路의 位置에 따라 線形的으로 變化하는 不均一結合 Strip 線路의 特性을 考察하였다. 均一 Strip 線路나 對數形테이퍼를 갖는 Strip 線路의 特性파라미터들은 三角函數나 雙曲線函數로 表示되는데 反하여, 本論文에서 取扱하는 線形테이퍼를 갖는 Strip 線路의 特性파라미터들은 Bessel 函數로 表示된다. 線形테이퍼를 갖는 Strip 線路의 短絡 및 開放임피던스들은 均一線路의 短絡 및 開放임피던스를 表示하는 三角函數에 對應하는 Bessel 函數로 表示되며 이들 Bessel 函數의 性質로 因하여 特有한 周波數特性을 갖게 된다. 即 均一線路의 境遇와는 달리 線路의 길이가 같아도 테이퍼도를 크게 하면, 共振周波數가 낮아지며, 테이퍼도를 크게 할수록 共振周波數보다 낮은 周波數帶에서 周波數特性의 顯著한 變化를 일으키게 된다. 이와 같은 性質때문에 線形테이퍼를 갖는 結

合 Strip 線路는 均一結合 Strip 線路나 對數形테이퍼를 갖는 結合 Strip 線路에 比하여 特有한 濾波特性을 갖게 된다.

線形테이퍼를 갖는 非對稱形인 結合 Strip 線路에서는 테이퍼도를 크게 하면 兩端에서의 影像임피던스는 큰 레벨差를 갖게 된다. 實際로 마이크로波回路에서는 一般的으로 電源側이나 負荷側을 본 임피던스는 同一하기 때문에, 이와 같은 非對稱形인 結合 Strip 線路의 利用은 큰 制限을 받게 된다. 이러한 見地에서 本論文에서는 2個의 非對稱結合 Strip 線路를 縱續連結하여 對稱形인 結合線路를 構成하고, 이 結合 Strip 線路의 임피던스파라미터를 求하였다. 이 임피던스파라미터를 利用하여 結合 Strip 線路의 4個의 端子 가운데서 2個의 端子들을 短絡 또는 開放한 여러가지 結合 Strip 線路의 影像파라미터들을 求하였다.

끝으로 그 가운데서 代表的인 境遇를 들어 詳細히 檢討하고, 線形테이퍼를 갖는 結合 Strip 線路의 特有한 濾波特性을 明白히 하였다.

## 2. 單一線路의 特性

于先 線形的으로 테이퍼된 單一 Strip 線路의 TEM mode 波의 傳播에 對하여 考察한다.<sup>12)</sup> 不均一한 Strip 線路에 있어서 線路上的의 電壓  $V(x)$ , 電流  $I(x)$ 는 一般的으로 다음과 같은 微分方程式으로 表示된다. 即

$$\left. \begin{aligned} \frac{d^2 V}{dx^2} - \frac{1}{Z(x)} \frac{dZ}{dx} \frac{dV}{dx} - ZYV &= 0 \\ \frac{d^2 I}{dx^2} - \frac{1}{Y(x)} \frac{dY}{dx} \frac{dI}{dx} - ZYI &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

여기서  $Z, Y$ 는 各各 線路의 單位길이當 直列 임피던스, 並列에드미턴스로서 線路上的의 位置  $x$ 의 函數이며,  $x$ 는 入力端子로부터의 距離이다.

線形的으로 테이퍼된 Strip 線路의  $Z(x)$  및  $Y(x)$ 는 各各 다음과 같이 表示된다고 假定한다. 即

$$\left. \begin{aligned} Z(x) &= Z_0(1+mx) \\ Y(x) &= Y_0(1+mx)^{-1} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

여기서  $Z_0$  및  $Y_0$ 는 各各  $x=0$ 에서의  $Z(x)$ ,  $Y(x)$  即  $Z(0)$ ,  $Y(0)$ 의 值를 表示하며,  $m$ 는 線形테이퍼의 테이퍼도를 表示하는 定數이다.

(2)式의  $Z(x)$ ,  $Y(x)$ 의 值를 (1)式에 代入하면 線路上의 電壓  $V(x)$ 에 對해서 다음과 같은 微分方程式을 얻는다. 卽

$$\frac{d^2V}{dx^2} - \frac{m}{1+mx} \frac{dV}{dx} - \gamma^2 V = 0 \quad (3)$$

이다. 여기서  $\gamma$ 는 線路의 傳播定數로서  $\gamma = \sqrt{Z(x)Y(x)} = \sqrt{Z_0Y_0}$ 가 되어  $x$ 에 關係없이 一定한 值를 갖는다.

線路의 損失을 無視하면  $\gamma$ 는 純虛數로 되며  $\gamma = j\beta$ 로 表示된다. 勿論 이때 位相定數  $\beta$ 는  $x$ 에 關係없이 一定한 值를 갖는다.

(3)式의 微分方程式은 다음과 같은 서로 獨立된 2個의 解  $p(x)$  및  $q(x)$ 를 갖는다. 卽

$$\begin{aligned} p(x) &= (1+mx) J_1 \left\{ \frac{\beta}{m} (1+mx) \right\} \\ q(x) &= (1+mx) \left[ N_1 \left\{ \frac{\beta}{m} (1+mx) \right\} \right. \\ &\quad \left. + 2j J_1 \left\{ \frac{\beta}{m} (1+mx) \right\} \right] \end{aligned} \quad (4)$$

이다 여기서  $J_1$ ,  $N_1$ 은 各各 第1種 및 第2種

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \frac{2}{\pi \left( \frac{\beta}{m} \right) (1+ml)} \begin{pmatrix} \frac{J_1(a)N_0(b) - J_0(b)N_1(a)}{1+ml} & jK(l) \{ J_1(a)N_1(b) - N_1(a)J_1(b) \} \\ j \frac{J_0(a)N_0(b) - J_0(b)N_0(a)}{(1+ml)K(0)} & \{ J_1(b)N_0(a) - J_1(a)N_1(b) \} \end{pmatrix}$$

를 얻는다. 여기서  $a = \frac{\beta}{m}$ ,  $b = \frac{\beta}{m}(1+ml)$ 이다.

지금  $x=l$ 인 線路端에 임피던스  $Z_L$ 인 負荷를 걸어주면, 入力임피던스  $Z_{in}(0)$ 은

$$\begin{aligned} Z_{in}(0) &= \frac{AZ_L + B}{CZ_L + D} \\ &= \frac{(1+ml)K(0)}{Z_L} \frac{j + \frac{Z_L}{(1+ml)K(0)} ct(a,b)S(a,b)}{\frac{(1+ml)K(l)}{Z_L} Ct(a,b) + jS(a,b)} \end{aligned} \quad (7)$$

로 表示된다. 여기서

$$\begin{aligned} ct(a,b) &= \frac{J_1(a)N_0(b) - N_1(a)J_0(b)}{J_0(a)N_0(b) - N_0(a)J_0(b)} \\ Ct(a,b) &= \frac{J_1(b)N_0(a) - N_1(b)J_0(a)}{J_1(a)N_1(b) - N_1(a)J_1(b)} = \frac{1}{Tn(a,b)} \\ S(a,b) &= \frac{J_0(a)N_0(b) - N_0(a)J_0(b)}{J_1(a)N_1(b) - N_1(a)J_1(b)} \end{aligned} \quad (8)$$

이다. 負荷端子를 短絡시킬 때의 入力임피던스  $Z_{sc}(0)$ 은 (7)式에서  $Z_L=0$ 로 놓으면

$$Z_{sc}(0) = jK(0)Tn(a,b) \quad (9)$$

로 되며, 負荷端子를 開放시킬 때의 入力임피던스  $Z_{oc}(0)$ 은 (7)式에서  $Z_L=\infty$ 로 하면 된다. 이때

$$Z_{oc}(0) = -jK(0)ct(a,b) \quad (10)$$

를 얻는다. (9), (10)式을 보면 線形테이퍼된 線路의 短絡 및 開放임피던스들은, 均一線路의 境遇에

의 1次 Bessel 函數이다.

길이  $l$ 인 線形테이퍼된 單一 Strip 線路를 4端子回路로 取扱하면, 이 回路의 基本매트릭스파라미터인  $A, B, C, D$ 는 다음과 같이 表示된다.<sup>12)</sup> 卽

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \frac{1}{m_4} \begin{pmatrix} m_1 & -j\beta m_6 K(l) \\ m_2 & \frac{m_5 K(l)}{K(0)} \end{pmatrix} \quad (5)$$

이다. 여기서  $K(0)$  및  $K(l)$ 는 各各  $x=0$ ,  $x=l$ 에서의 線路의 特性임피던스이며

$$\begin{aligned} m_1 &= p'(l)q(0) - q'(l)p(0) \\ m_2 &= p'(0)q'(l) - q'(0)p'(l) \\ m_3 &= p'(0)q(0) - q'(0)p(0) \\ m_4 &= p'(l)q(l) - q'(l)p(l) \\ m_5 &= p'(0)q(l) - q'(0)p(l) \\ m_6 &= p(0)q(l) - q(0)p(l) \end{aligned} \quad (6)$$

이다.<sup>13)</sup> 여기서  $p'$ ,  $q'$ 는 各各  $p$ ,  $q$ 의  $x$ 에 對한 微分係數이다.

(4)式과 (6)式에서  $m$ 's의 值를 求하여 (5)式에

代入하면

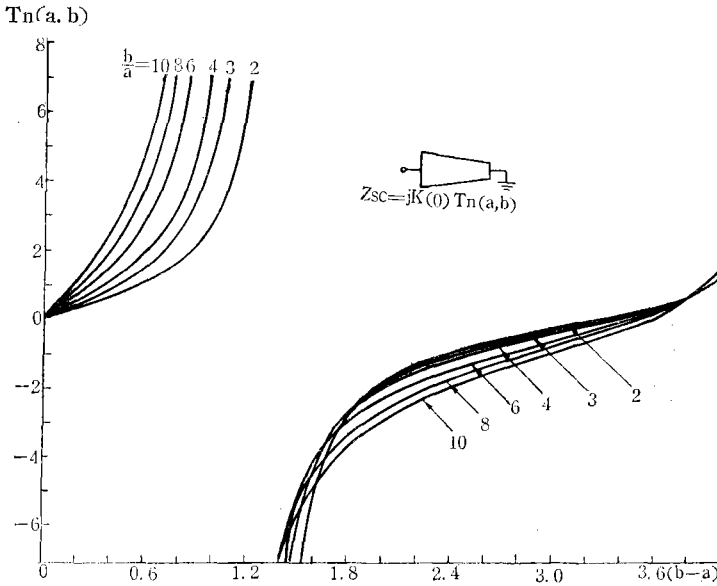


그림 1. 단락회로의 정규화 임피던스  
 Fig 1. Normalized short-circuit impedance of a linearly tapered convergent line

같다.

그림 1, 2에서 선형테이퍼를 갖는 Strip 선로의 負荷端을 短絡 또는 開放할 때 反共振 또는 共振하는 線路의 長이를 求할 수 있다. 이때 線路의 長이가 均一線路를 使用하는 境遇에 比해서 얼마나 長어지는지 또는 짧아지는지를 百分率로 表示하면 그림 3과 같다.

한편 入出力端子를 바꾸어  $x=l$  入端子를 入力端子로 取하고,  $x=0$ 인 端子에 負荷임피던스  $Z_L$ 를 걸어 주면,  $x=l$ 인 端子에서 본 入피이던스  $Z_{in}(l)$ 은

$$Z_{in}(l) = \frac{DZ_L + B}{CZ_L + A}$$

가 된다. 이때 負荷端子를 各各 短絡 또는 開放할 때의 短絡임피던스  $Z_{sc}(l)$  및 開放入力임피던스  $Z_{oc}(l)$ 은

$$Z_{sc}(l) = jK(l)Tn(b, a)$$

$$Z_{oc}(l) = -jK(l)ct(b, a) \quad (11)$$

여기서

$$Tn(b, a) = \frac{(J_1(a)N_1(b) - N_1(a)J_1(b))}{(J_1(a)N_0(b) - J_0(b)N_1(a))}$$

$$ct(b, a) = \frac{(J_1(b)N_0(a) - J_0(a)N_1(b))}{(J_0(a)N_0(b) - J_0(b)N_0(b))}$$

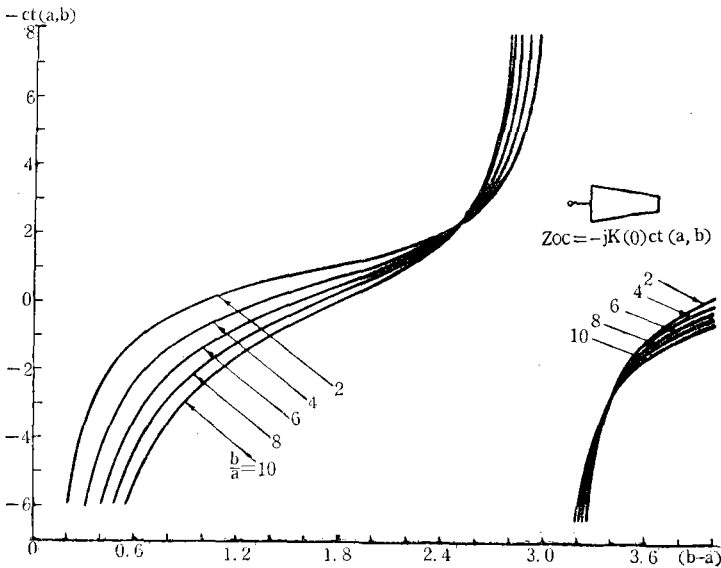


그림 2. 개방회로의 정규화 임피던스  
 Fig 2. Normalized open-circuit impedance of a linearly tapered convergent line

이다.

이때 테이퍼도에 따르는,  $b-a$ 에 對한  $Z_{sc}(l)$  및  $Z_{oc}(l)$ 의 變化를 圖示하면 그림 4 및 그림 5와 같다. 또한 이때 負荷端子를 開放 또는 短縮시킬 때 共振을 일으키는 線路의 長이를 求하고, 均一

나타나는 三角函數에 對應하는 Bessel 函數로서 表示된다.  $K(0)$ 에 對해서 正規化한  $Z_{sc}(0)$  및  $Z_{oc}(0)$ 와  $a, b$ 사이의 關係, 即 테이퍼度 및 線路의 長이에 따르는  $Z_{sc}(0)$  및  $Z_{oc}(0)$ 의 變化를 計算機로 計算하여 圖示하면 그림 1 및 그림 2와

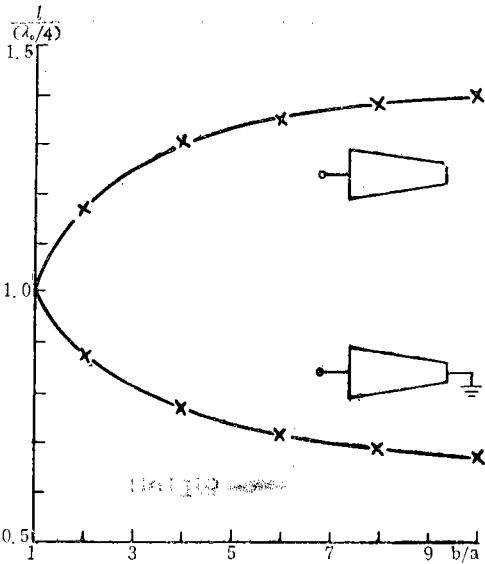


그림 3. 선형테이퍼선로의 길이에 따르는 공진

Fig 3. Variation of length of a linearly tapered convergent line for resonance and antiresonance, where  $\lambda_0$  is the wave length for a uniform line.

$$Z_{sc} = j K_{01} \frac{1}{\sqrt{1 - (\delta/2\beta)^2 \cot^2 \beta} \sqrt{1 - (\delta/2\beta)^2 l - (\delta/2\beta)^2}}$$

$$Z_{oc} = -j K_{01} [(\delta/2\beta) + \sqrt{1 - (\delta/2\beta)^2} \times \cot \beta \sqrt{1 - (\delta/2\beta)^2} l] \quad (12)$$

線路를 使用하는 경우에 比하여 얼마나 달라지는가를 圖示하면 그림 6과 같다.

그림 1~그림 6에서 얻는 結果를 均一線路나 對數形으로 테이퍼된 線路和 比較檢討하기 爲하여 參考로 後者의 短絡 및 開放 임피던스  $Z_{oc}$  및  $Z_{sc}$ 를 들면 다음과 같다. 7) 卽

이다. 여기서  $K_{01}$ 은 入力端의 特性임피던스이며,  $\delta$ 는 테이퍼도를 나타내는 量으로 入力端子로부터  $x$ 인 距離에 있는 點에서의 線路의 特性임피던스  $K(x)$ 는  $K(x) = K_{01} e^{\delta x}$ 로 表示된다.  $\delta$ 는 入力端의 Strip 線路의 幅이 負荷端의 그것보다 넓

을 때 正이 되고 反對인 境遇 負의 値를 갖는다. 마찬가지로 本論文에서 取扱하고 있는 線形테이퍼 Strip 線路에서도 入力側의 線路幅이 넓을 때는 테이퍼도  $m$ 의 附號는 正으로, 反對인 境遇에는 負로 取하면 된다.

첫째 그림 5, 6을 보면  $m$ 가 正인 境遇에는 負荷端子를 短絡시키고 共振을 일으키는 線路의 길이는 均一線路를 使用할 때 보다 短縮되고, 負荷端子를 開放하여 反共振을 일으키는 線路의 길이는 오히려 均一線路를 使用할 때 보다 길어야 한다. 한편 入力側의 線路幅이 좁은 境遇( $m < 0$ )에는  $m > 0$ 인 境遇와 正反對로 된다. 이러한 短縮 또는 伸長도는 테이퍼도를 크게 할수록 顯著해지긴 하나  $m$ 가 5程度를 넘으면 크게 變化하지 않는다. 한편 對數形으로 테이퍼된 線路에서는 비슷한 現象을 일으키지만, 共振길이增加하는 境遇에는 테이퍼도가 增加할수록 계속 增加하여  $|\delta/\beta| = 1.4$ 에서  $l/(\lambda_0/4)$ 는 2를 넘는다. 길이가 短縮되는 境遇는 回路를 小形化하는데 利用할 수 있으며, 反對로 伸長되는 境遇는 높은 周波數에서 回路가 너무 작기 때문에 不便한 境遇에 使用할 수 있다. 둘째로는 線形테이퍼나 對數形테이퍼를 갖는 線路는 테이퍼도를 크게 할수록 共振點사이의 周波數의 幅을 크게 할 수 있다는

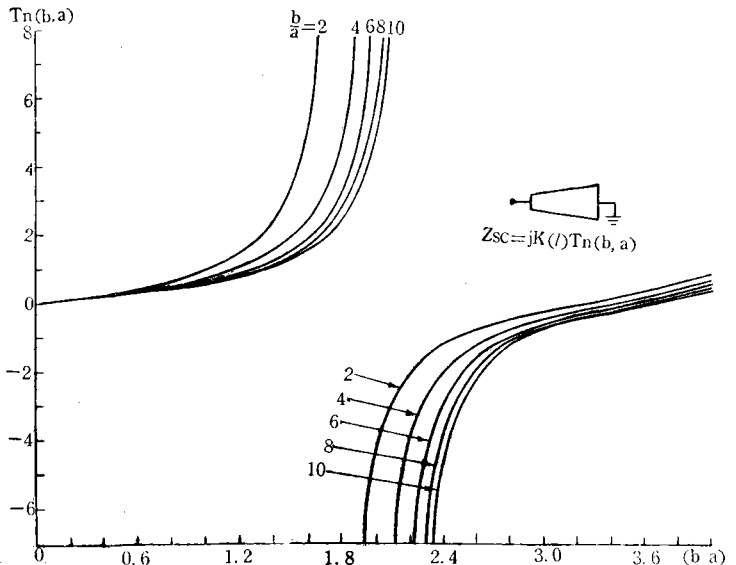


그림 4 단락회로의 정규화 임피던스  
Fig 4. Normalized short-circuit impedance of a linearly tapered divergent line.

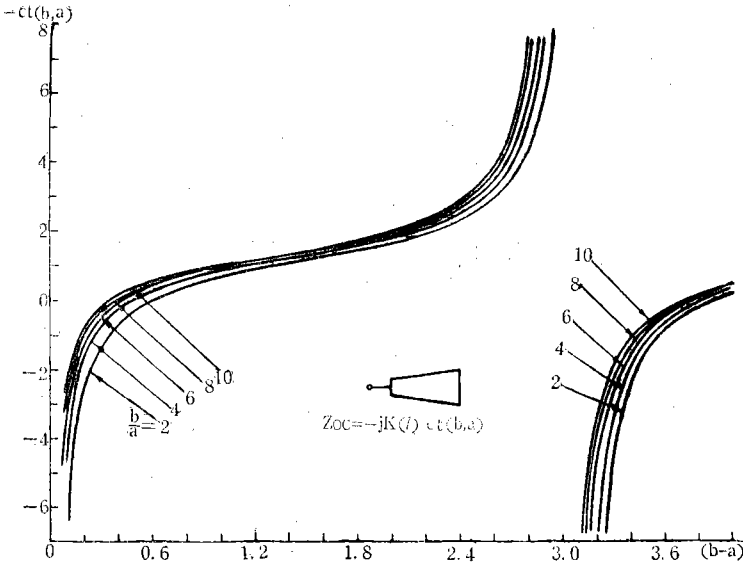


그림 5. 개방회로의 정규화 임피던스  
Fig 5. Normalized open-circuit impedance of a linearly tapered divergent line.

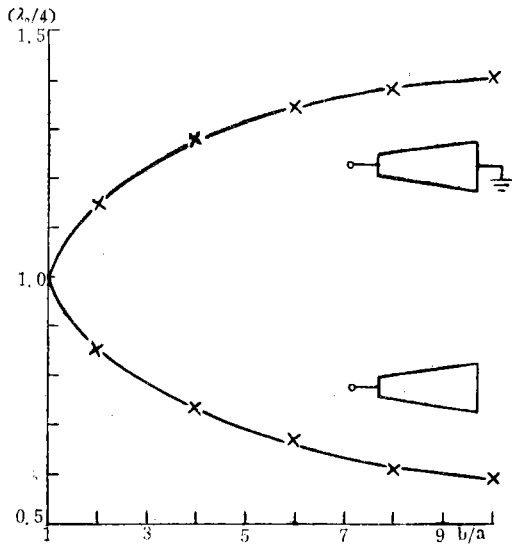


그림 6. 선형 테이퍼선로의 길이에 따르는 공진과 반공진

Fig 6. Variation of length of a linearly tapered divergent line for antiresonance and resonance, where  $\lambda_0$  is the wave length for a uniform line.

點을指摘할 수 있다. 여기서 선형테이퍼線路의 特異點이라고指摘할 수 있는 것은, 이들 임피

던스가  $b-a$ 의 值에 對하여 週期的으로 變化하지 않는다는 點이다. 이것은 Bessel 函數로 表示되는데 起因하는 것으로 後述하는 바와 같이 線形테이퍼 結合 Strip 線路의 濾波器特性에 있어서 第2通過帶域에 있어서의 임피던스레벨이 基本通過帶域에서의 그것과 큰 差를 나타내는 原因이 되는 것으로 생각된다.

### 3. 結合線路의 特性 임피던스

지금 그림 7과 같이 平行으로 結合되는 線形테이퍼 結合線路가 있다. 이 結合線路에는 TEM 波만이 傳播되고 있으며, even-mode 및 odd-mode 의 特性임피던스가 모두  $x$ 에 따라 同一한 線形的 變化를 한다고 假定한다. 于先 이와 같은 結合 strip 線路의 임피던스파라미터를 求한다.

結合 Strip 線路는 그림과 같이 上下의 接地導體板으로 遮蔽되고 있으며, 導體板사이 中間에 平行으로 놓여 있다. 이들 線路와 導體板사이 및 線路들 사이에 그림과 같이 兩端에 各各 5個의 定電流電源을 連結한다. 이때 各線路의 兩端에 2個씩 걸어준 電流電源  $i_1/2$  들은 even-mode 또는 不平衡 mode 의 傳送을 일으키며, 이들 電流電源에 依한 두 線路  $a, b$  上的 even-mode 電壓  $v_{a1}(x)$  및  $v_{b1}(x)$ 를 求하면 다음과 같다. (附錄) 即

$$v_{a1}(x) = v_{b1}(x) = j\beta K_{oc}(0) \frac{p'(l)q(x) - q'(l)p(x)}{p'(0)q'(l) - q'(0)p'(l)} i_1$$

이다. (4)式的  $p(x), q(x)$ 를 使用하면

$$v_{a1}(x) = v_{b1}(x) = jK_{oc}(0) \frac{J_0(b)N_1(c) - J_1(c)N_0(b)}{J_0(a)N_0(b) - J_0(b)N_0(a)} \left(\frac{c}{a}\right)^x i_1 \quad (13)$$

여기서  $K_{oc}(0)$ 은 두 線路가  $x=0$ 에서의 幅을 갖는 均一結合 Strip 線路에 同一한 크기의 電流가 同一한 方向으로 흐를 때 한 線路和 接地導體板사이의 特性임피던스로서 even-mode 特性임

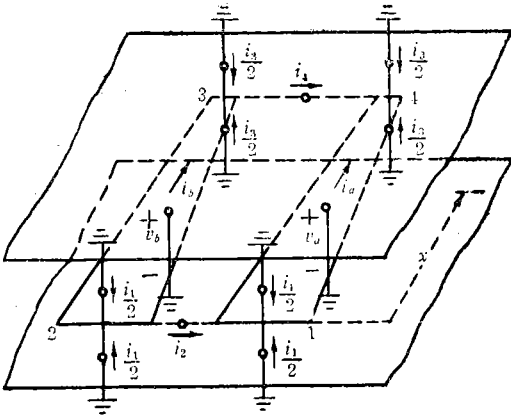


그림 7. 선형 테이퍼 결합 strip선로  
Fig 7. Linearly tapered coupled strip-line

피이던스라고 불리우며  $c = \frac{\beta}{m}(1+mx)$ 이다.

마찬가지로 各線路의 他端에 걸어 준 2個의 定電流電源  $\frac{i_3}{2}$ 에 依한 線路上의 even-mode 電壓  $v_{a3}(x)$  및  $v_{b3}(x)$ 는

$$v_{a3}(x) = v_{b3}(x) = j\beta K_{oe}(l) \frac{p'(0)q(x) - p(x)q'(0)}{p'(0)q'(l) - q'(0)p'(l)} i_3$$

이다. 線形테이퍼線路에서는

$$K_{oe}(l) = K_{oe}(0)(1+ml) = K_{oe}(0) \frac{b}{a}$$

인 關係가 成立하므로, (4)式의 關係를 利用하여  $v_{a3}(x) = v_{b3}(x)$

$$= jK_{oe}(0) \frac{J_0(a)N_1(c) - N_0(a)J_1(c)}{J_0(a)N_0(b) - J_0(b)N_0(a)} \left(\frac{c}{a}\right) i_3 \quad (14)$$

을 얻는다.

한편 兩端에서 Strip線路사이에 걸어 준 定電流電源  $i_2$  및  $i_4$ 는, 線路에 odd-mode 또는 平衡 mode의 傳送을 일으킨다. 이들 電流電源에 依한 線路上의 odd-mode 電壓  $v_{a2}(x)$  및  $v_{b2}(x)$ 는 各 各 다음과 같이 表示된다. 卽

$$v_{a2}(x) = -v_{b2}(x) = jK_{oo}(0) \frac{J_0(b)N_1(c) - J_1(c)N_0(b)}{J_0(a)N_0(b) - J_0(b)N_0(a)} \left(\frac{c}{a}\right) i_2 \quad (15)$$

및

$$v_{a4}(x) = -v_{b4}(x)$$

$$= jK_{oo}(0) \frac{J_0(a)N_1(c) - N_0(a)J_1(c)}{J_0(a)N_0(b) - J_0(b)N_0(a)} \left(\frac{c}{a}\right) i_4 \quad (16)$$

이다. 여기서  $K_{oe}(0)$ 은 두 Strip線路의 幅이  $x=0$ 에서의 幅과 同一한 幅을 갖는 均一結合 Strip線路에, 同一한 크기의 電流가 서로 反對方向으로 흐를 때의 한 線路和 接地導體板사이의 特性임피이던스로서, odd-mode 特性임피이던스라고 불리운다.

even-mode의 傳送만이 있는 경우에는, 두 Strip線路는 同電位에 있으므로 線路中間의 線路和 直角인 斷面은 磁氣壁(magnetic wall)이 되어 電力線은 모두 導體板에 끝나게 된다. 이때 한 Strip線路和 導體板사이의 容量  $C_{oe}$ (even mode capacitance)라고 하면, TEM mode 傳送만을 假定하였으므로  $K_{oe}(0) = \frac{1}{vC_{oe}(0)}$ 가 된다.

여기서  $C_{oe}(0)$ 은  $x=0$ 에서의  $C_{oe}$ 의 値이며  $v$ 는 TEM波의 傳播速度이다. 한편 odd-mode의 傳送만이 있는 경우에는, 두 Strip線路는 反對電位에 있으므로 線路中間의 線路和 直角인 斷面은 電氣壁(electric wall)이 되어, 電力線은 이 面에 直角으로 지나게 된다. 따라서 이때의 Strip線路和 導體板 및 위의 電氣壁사이의 容量을  $C_{oo}$ (odd-mode capacitance)라고 하면,  $C_{oo} > C_{oe}$ 이므로  $K_{oo}(0) = \frac{1}{vC_{oo}(0)}$ 가 되어  $K_{oo}(0) > K_{oe}(0)$ 임을 알 수 있다.

이 結合 Strip線路의 各 端子(1, 2, 3 및 4)에 흐르는 電流  $I_1 \sim I_4$  및 各 端子와 接地導體板사이의 電壓  $V_1 \sim V_4$ 들은, even-mode 및 odd-mode의 傳送을 일으키는 電流電源들의 電流值 및 이에 對應하는 電壓들로 表示된다.

卽 端子電流들은

$$I_1 = i_1 + i_2$$

$$I_2 = i_1 - i_2 \quad (17)$$

$$I_3 = i_3 - i_4$$

$$I_4 = i_3 + i_4$$

와 같으며, 各 mode 電流  $i_1 \sim i_4$ 는

$$i_1 = \frac{1}{2}(I_1 + I_2)$$

$$i_2 = \frac{1}{2}(I_1 - I_2)$$

$$i_3 = \frac{1}{2}(I_4 + I_3)$$

$$i_4 = \frac{1}{2} (I_4 - I_3) \quad (18)$$

와 같다. 端子에 걸어 준 定電流電源의 內部抵抗値는 無限大이므로, 各 端子의 端子電壓  $V_1 \sim V_4$  는 各 端子에서의 mode 電壓을 合한 것이 된다. 即

$$\begin{aligned} V_1 &= (v_{a1} + v_{a2} + v_{a3} + v_{a4})|_{x=0} \\ V_2 &= (v_{b1} + v_{b2} + v_{b3} + v_{b4})|_{x=0} \\ V_3 &= (v_{b1} + v_{b2} + v_{b3} + v_{b4})|_{x=l} \\ V_4 &= (v_{a1} + v_{a2} + v_{a3} + v_{a4})|_{x=l} \end{aligned} \quad (19)$$

이다. (13)~(18)式의 mode 電壓値를 (19)式에 代入하면 이 結合 Strip 線路의 임피던스파라미터들을 求할 수 있다.

即

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} & Z_{14} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} & Z_{24} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} & Z_{34} \\ Z_{41} & Z_{42} & Z_{43} & Z_{44} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{pmatrix}$$

에서

$$\begin{aligned} Z_{11} &= Z_{22} = jZ_1(M_1/M_2) \\ Z_{12} &= Z_{21} = jZ_2(M_1/M_2) \\ Z_{13} &= Z_{31} = Z_{24} = Z_{42} = jZ_2(M_3/M_2) \\ Z_{14} &= Z_{41} = Z_{23} = Z_{32} = jZ_1(M_3/M_2) \\ Z_{33} &= Z_{44} = jZ_1 \frac{b}{a} (M_5/M_2) \\ Z_{34} &= Z_{43} = jZ_2 \frac{b}{a} (M_5/M_2) \end{aligned} \quad (20)$$

이다. 여기서

$$\begin{aligned} Z_1 &= \frac{K_{oe}(0) + K_{oo}(0)}{2} \\ Z_2 &= \frac{K_{oe}(0) - K_{oo}(0)}{2} \end{aligned} \quad (21)$$

이며,

$$\begin{aligned} M_1 &= J_0(b)N_1(a) - J_1(a)N_0(b) \\ M_2 &= J_0(a)N_0(b) - J_0(b)N_0(a) \\ M_3 &= J_0(a)N_1(a) - N_0(a)J_1(a) = \frac{-2}{\pi a} \\ M_4 &= J_0(b)N_1(b) - J_1(b)N_0(b) = \frac{-2}{\pi b} \\ M_5 &= J_0(a)N_1(b) - N_0(a)J_1(b) \\ M_6 &= J_1(a)N_1(b) - N_1(a)J_1(b) \end{aligned} \quad (22)$$

이다.

以上 論議한 것은 그림 8(a)와 같은 非對稱形

인 結合 Strip 線路이며, 이러한 結合 Strip 線路의 임피던스파라미터들은 (20)式에서 보는 바와 같이 6個의 임피던스로 表示된다. 이들 임피던스의 式을 보면, 모두  $M_2$ 인 共通된 分母를 가지며  $M_i$ 에 依해서 簡略한 形式으로 表示되고 있다.

데이피도가 相當히 큰 경우, 入出力端子가 모두 같은 쪽에 있지 않는 限, 入出力端子에서 본 임피던스레벨은 甚한 差異를 갖게 될 것이다. 임피던스整合素子나, 共振回路로 利用하는 경우를 除外하고, 結合 Strip 回路를 方向性結合器나 濾波器回路 등으로 利用할 경우, 一般的으로 入出力端子에서 본 임피던스레벨은 같아야 된다. 따라서 이 非對稱인 結合 Strip 線路의 實際回路素子로서의 利用可能性은 큰 制限을 받게 된다. 지금 위에서 論議한 非對稱形인 2個의 結合線路를 그림 8(b)와 같이 縱續連結하여 對稱形인 結合 Strip 線路를 構成하면, 兩側에서 본 임피던스레벨의 甚한 差異때문에 생기는 難點은 除去될 수 있을 것이다. 뿐만 아니라 이러한 對稱回路의 임피던스파라미터들은 4個의 임피던스에 依해서 表示될 것이다.

普通 Strip 線路 特히 마이크로 Strip 線路의 幅은 좁기 때문에 入出力端子의 幅을 좁게 하는 것은 構造上的 難點이 있을 뿐만 아니라, 一般的으로 임피던스레벨이 너무 커질 念慮가 있다.

이러한 見地에서 入出力端의 線路幅이 큰 경우가 實用的으로 有利할 것으로 생각된다. 本論文에서는 이와 같은 경우만을 取扱기로 하나, 反對인 境遇도 같은 方法으로 取扱할 수 있다.

앞으로 論議코자 하는 그림 8(b)와 같은 對稱

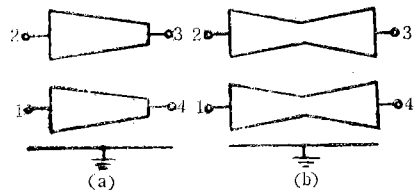


그림 8 (a) 비대칭선로, (b) 대칭선로  
Fig 8. (a) Unsymmetric linearly tapered coupled strip-line  
(b) Symmetric linearly tapered coupled strip-line



形인 線形테이퍼를 갖는 結合 Strip 線路의 임피던스파라미터들은, 그림 8(a)의 非對稱形 結合 Strip 線路의 임피던스파라미터를 利用하여 容易하게 求할 수 있다. 結果는 다음과 같다. 即

$$\begin{aligned} Z_{11} &= Z_{22} = Z_{33} = jZ_1 \frac{M_1 M_5 - \frac{1}{2} M_3 M_4}{M_2 M_5} \\ Z_{12} &= Z_{21} = Z_{34} = Z_{43} = jZ_1 \frac{M_1 M_5 - \frac{1}{2} M_3 M_4}{M_2 M_5} \\ Z_{13} &= Z_{31} = Z_{24} = Z_{42} = j \frac{Z_2}{2} \frac{M_3 M_4}{M_2 M_5} \\ Z_{14} &= Z_{41} = Z_{23} = Z_{32} = j \frac{Z_1}{2} \frac{M_3 M_4}{M_2 M_5} \end{aligned} \quad (23)$$

이다. 여기서  $Z_1, Z_2$  및  $M$ 's는 (21), (22)式과 同一하다.

이들 임피던스파라미터들은 모두  $M_2 M_5$ 인 共通된 分母를 가지며, 分子는 非對稱形의 경우보다 多少 複雜한 式으로 表示되고 있다. 그러나 (20)式과 (23)式을 比較해 보면 非對稱形에서는 6個의 임피던스를 갖고 있는데 반하여, 對稱形에서는 4個의 임피던스를 갖고 있을 뿐이다. 뿐만 아니라 非對稱形에서는 임피던스파라미터는 세가지의  $M$ 의 函數를 갖고 있으나, 對稱形에서는 두가지의  $M$  函數를 包含하고 있다. 實際的으로  $M$ 는 테이퍼度나, 周波數들의 複雜한 函數이므로 對稱形인 結合 Strip 線路가 解析的으로 取扱하기가 容易하다. ↗

#### 4. 結合線路의 濾波特性

結合 Strip 線路의 4個의 端子 가운데서 2個의 端子를 短絡 또는 開放시키고, 나머지 2個의 端子를 入出力端子로 하는 回路를 만들면 各種 濾波器, 方向性結合器, 遲延回路 등을 만들 수 있다.<sup>2)</sup>


특히 平行結合 Strip 線路를 使用하는 경우, 周波數  $f$ 를  $S = j \tan(\pi f / 2f_0)$ 인 變數  $S$ 로 變換하면 (여기서  $f_0$ 는 線路의 長이가  $\frac{1}{4}$ 波長이 되는 周波數) 分布定數回路인 結合 Strip 線路는 集中定數回路과 같은 方法으로 取扱할 수 있어 結合 Strip 線路를 利用한 回路의 體系의 合成이 可能하다<sup>3)</sup>

本節에서는 前節에서 陳述한 對稱形인 線形테이퍼 結合 Strip 線路가 갖는 濾波特性을 考察하고 均一結合 Strip 線路의 경우와 比較檢討키로 한다. 2個의 端子를 開放 또는 短絡시키는 方法은 여러가지가 있다.

여기서는 7種의 端子條件에 對해서 考察키로 한다.

이들 結合 Strip 線路의 結合特性 또는 濾波特性은 端子에서의 even-mode 및 odd-mode 特性 임피던스와  $M$ 's의 函數에 依해서 決定된다. 따라서 對稱形인 線形테이퍼를 갖는 이 結合 Strip 線路들은 端子의 短絡 및 開放條件, 테이퍼度, 結合度, 線路의 長이, even-mode 및 odd-mode 特性 임피던스를 달리함으로써 多樣한 濾波器特

(1)

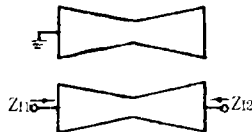


$$Z_{11} Z_{22} = K_{oo} K_{oo} \sqrt{\frac{M_1 M_5 (M_1 M_5 - M_3 M_4)}{\left( \frac{M_3 M_4}{M_1 M_5 - \frac{1}{2} M_3 M_4} \frac{K_{oe} - K_{oo}}{2} \right)^2 - (K_{oe} + K_{oo})^2}}$$

$$Z_{12} = \sqrt{\frac{M_1 M_5}{M_2 M_5} \left\{ \left( \frac{K_{oe} + K_{oo}}{2} \right)^2 - \frac{1}{4} \left( \frac{M_3 M_4}{M_1 M_5 - \frac{1}{2} M_3 M_4} \frac{K_{oe} - K_{oo}}{2} \right)^2 \right\}}$$

$$\cosh(\alpha + j\beta) = \sqrt{\frac{\left( \frac{M_1 M_5 - \frac{1}{2} M_3 M_4}{M_3 M_4} \right)^2 (K_{oe} + K_{oo})^2 + \left( \frac{K_{oe} - K_{oo}}{2} \right)^2}{K_{oe} K_{oo}}}$$

(2)



$$Z_{11} = \frac{K_{oe} K_{oo} M_1 M_3 M_4 \sqrt{\left[ (M_1 M_5 - M_3 M_4) \frac{K_{oe} - K_{oo}}{2} \right]^2 - \left[ (M_1 M_5 - \frac{1}{2} M_3 M_4) (K_{oe} + K_{oo}) \right]^2}}{2M_2 \left[ \frac{1}{16} M_3^2 M_4^2 (K_{oe} - K_{oo})^2 - \left[ (M_1 M_5 - \frac{1}{2} M_3 M_4) \frac{K_{oe} + K_{oo}}{2} \right]^2 \right]}$$

$$\cosh(\alpha + j\beta) = \frac{2(K_{oe} + K_{oo})(M_1 M_5 - \frac{1}{2} M_3 M_4)}{(K_{oe} - K_{oo})(M_1 M_5 - M_3 M_4)}$$

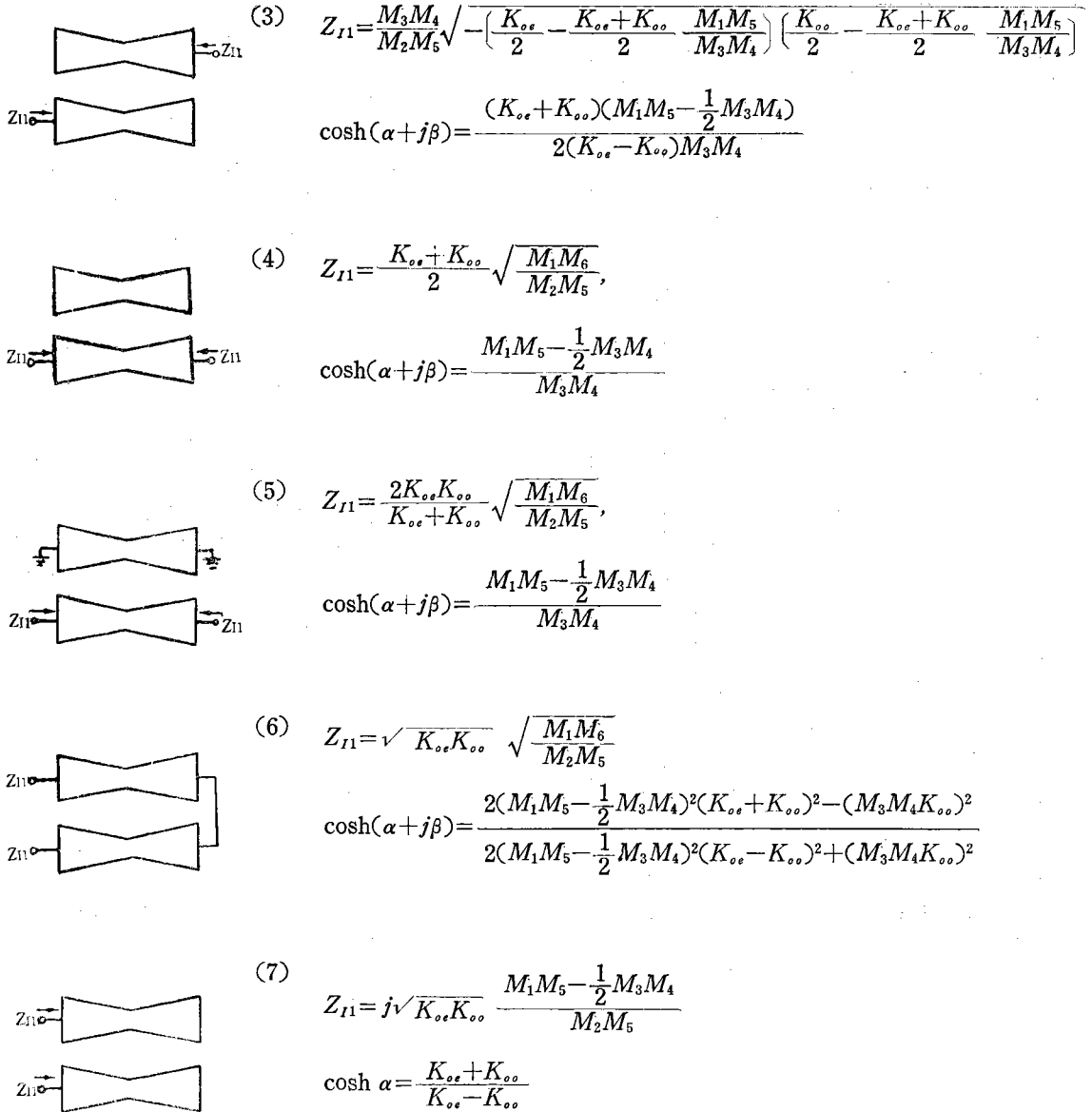


그림 9 Filter 회로의 image impedance 및 image transfer constant  
 Fig. 9. Image impedance and image transfer constant ( $\alpha + j\beta$ ) of linearly tapered coupled strip-line filters.

성을 갖게 할 수가 있다.

端子條件에 따라서 構成된 이들 結合線路의 影像파라미터를 求하면 그림 9와 같다. 여기서  $K_{oo}$ ,  $K_{oo}$ 는 各各 前節의  $K_{oo}(0)$  및  $K_{oo}(0)$ 를 表示한다.

이들 線形데이퍼 Strip線路의 結合回路는 그림 9에서 (7)의 경우를 除外하고는 모두 帶域通過

濾波特性을 갖는다.

(7)의 경우는 全帶域阻止濾波特性을 나타낸다.

(4), (5)의 경우 데이퍼度를 零으로 하면 即,  $a=b$  일 때는  $M_1 M_6 = M_2 M_5$ 인 關係가 成立하므로 影像임피던스는 各各  $(K_{oo} + K_{oo})/2$ ,  $2K_{oo} K_{oo}/(K_{oo} + K_{oo})$ 로 되어, 均一 Strip線路를 使用한 경우와 一致한다.<sup>2)</sup> 이때 影像임피던스는 純實數

Table. Image parameters of the filters in Fig. 9(3)  
( $K_{o1}=150 \text{ ohm}$ ,  $K_{o2}=75 \text{ ohm}$ )

b/a=3.00

b-a	$M_1$	$M_2$	$M_3$	$M_4$	$M_5$	$Z_1$	$\cosh(\alpha + j\beta)$
0.60	-1.8575	0.6573	-2.1220	-0.7073	-0.5258	36.4486	0.8941
0.65	-1.6682	0.6502	-1.9588	-0.6529	-0.4574	65.6742	0.5800
0.70	-1.5076	0.6426	-1.8189	-0.6063	-0.3970	78.3297	0.2567
0.75	-1.3660	0.6344	-1.6976	-0.5658	-0.3431	82.5253	-0.0725
0.80	-1.2399	0.6257	-1.5915	-0.5305	-0.2945	78.5419	-0.4046
0.85	-1.1266	0.6166	-1.4979	-0.4993	-0.2504	61.4558	-0.7361
2.30	0.1440	0.2187	-0.5535	-0.1845	0.2514	17.0230	-0.8722
2.35	0.1574	0.2035	-0.5418	-0.1806	0.2545	29.7479	-0.5420
2.40	0.1697	0.1884	-0.5305	-0.1768	0.2570	35.5017	-0.2099
2.45	0.1809	0.1735	-0.5196	-0.1732	0.2588	37.3079	0.1208
2.50	0.1910	0.1587	-0.5092	-0.1697	0.2600	35.1330	0.4472
2.55	0.2001	0.1440	-0.4993	-0.1664	0.2606	26.6757	0.7659
3.80	0.1808	-0.1222	-0.3350	-0.1116	0.1360	13.8226	0.9448
3.85	0.1735	-0.1277	-0.3307	-0.1102	0.1276	32.0180	0.6456
3.90	0.1659	-0.1327	-0.3264	-0.1088	0.1191	39.6093	0.3398
3.95	0.1581	-0.1372	-0.4223	-0.1074	0.1106	42.7376	0.0303
4.00	0.1500	-0.1414	-0.3183	-0.1061	0.1020	42.1407	-0.2795
4.05	0.1418	-0.1450	-0.3143	-0.1047	0.0933	36.9085	-0.5868
4.10	0.1334	-0.1483	-0.3105	-0.1035	0.0847	22.0075	-0.8884

b/a=5.00

0.60	-3.7610	0.9618	-4.2441	-0.8488	-0.5879	87.2490	0.6829
0.65	-3.3967	0.9511	-3.9176	-0.7835	-0.5025	113.3782	0.3365
0.70	-3.0795	0.9397	-3.6378	-0.7275	-0.4268	123.6911	-0.0201
0.75	-2.8003	0.9275	-3.3953	-0.6790	-0.3590	119.8828	-0.3836
0.80	-2.5521	0.9146	-3.1830	-0.6366	-0.2976	92.2194	-0.7505
2.40	0.2197	0.2634	-1.0610	-0.2122	0.4007	30.2590	-0.6537
2.45	0.2433	0.2412	-1.0393	-0.2078	0.4018	40.0610	-0.2838
2.50	0.2650	0.2193	-1.0185	-0.2037	0.4022	43.9554	0.8025
2.55	0.2848	0.1976	-0.9986	-0.1997	0.4017	42.2534	0.4419
2.60	0.3027	0.1762	-0.9794	-0.1958	0.4004	31.1777	0.7971
3.85	0.3103	-0.2010	-0.6614	-0.1322	0.1813	23.0292	0.8591
3.90	0.2988	-0.2081	-0.6529	-0.1305	0.1883	38.4175	0.5395
3.95	0.2869	-0.2146	-0.6446	-0.1289	0.1552	45.7012	0.2142
4.00	0.2745	-0.2204	-0.6366	-0.1273	0.1420	48.2279	-0.1135
4.05	0.2617	-0.2255	-0.6287	-0.1257	0.1288	45.7933	-0.4403
4.10	0.2485	-0.2299	-0.6210	-0.1242	0.1157	35.1326	-0.7630

b/a=8.00

0.55	-7.3822	1.2540	-8.1024	-1.0128	-0.7041	104.4199	0.8005
0.60	-6.6448	1.2409	-7.4272	-0.9284	-0.5934	158.3657	0.4314
0.65	-6.0120	1.2269	-6.8559	-0.8569	-0.4962	180.7206	0.0470
0.70	-5.4617	1.2118	-6.3661	-0.7957	-0.4098	179.2402	-0.3490
0.75	-4.9777	1.1957	-5.9417	-0.7427	-0.3320	137.1532	-0.7529
2.45	0.2950	0.2930	-1.8189	-0.2273	0.5424	35.8450	-0.6781
2.50	0.3347	0.2643	-1.7825	-0.2228	0.5414	50.2072	-0.2623
2.55	0.3712	0.2360	-1.7475	-0.2184	0.5393	55.6222	0.1470
2.60	0.4047	0.2080	-1.7139	-0.2142	0.5362	51.6924	0.5462
2.65	0.4352	0.1805	-1.6816	-0.2102	0.5322	25.0513	0.9317
3.90	0.4918	-0.2880	-1.1426	-0.1428	0.2083	32.6342	0.7683
3.95	0.4751	-0.2959	-1.1281	-0.1410	0.1907	48.0097	0.4179
4.00	0.4576	-0.3030	-1.1140	-0.1392	0.1730	55.3657	0.0628
4.05	0.4394	-0.3092	-1.1003	-0.1375	0.1553	56.4722	-0.2932
4.10	0.4205	-0.3145	-1.0869	-0.1358	0.1377	48.7600	-0.6466
4.15	0.4010	-0.3189	-1.0738	-0.1342	0.1201	7.7618	-0.9939

로 되어 全帶域通過特性을 갖는다.

그림 9의 (4),(5)의 경우는 入出力端子가 同一한 Strip 線路의 兩端으로 되어 있으며, 다른 Strip 線路의 兩端은 모두 短絡 또는 開放되어 있어

右로 完全히 對稱으로 되어 있다.

이때 影像이퍼이던스의 式을 보면 두 Strip 線路의 結合度는 이퍼이던스의 레벨을 變化시킬 뿐 結合線路의 周波數特性에는 아무런 影響을 미치지

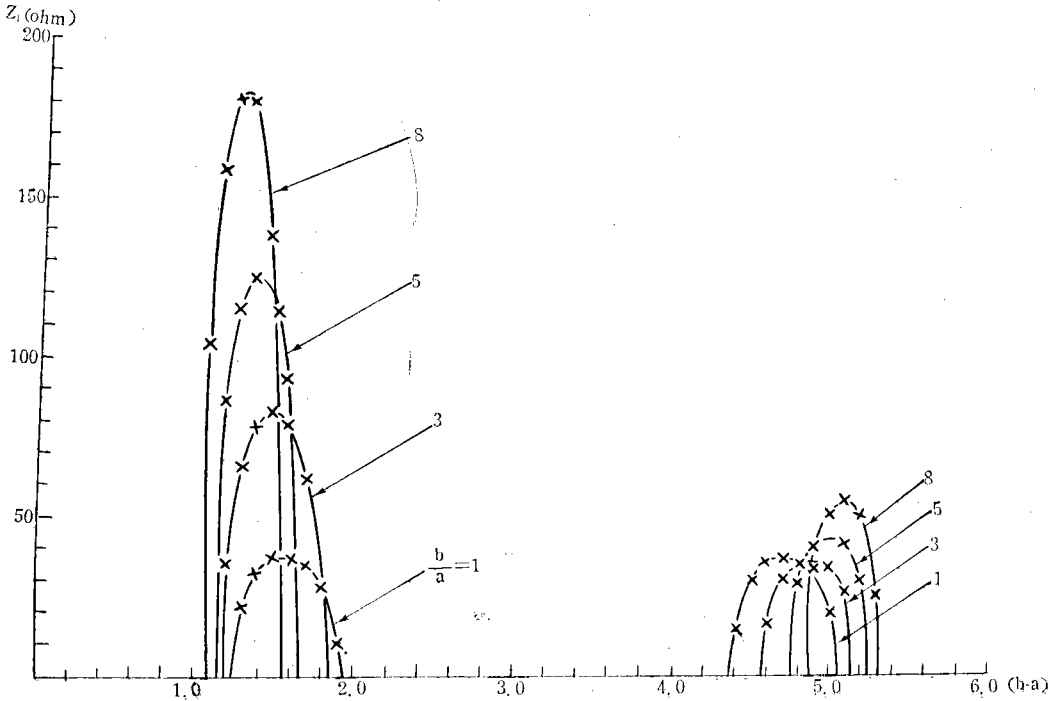


그림 10. 그림 9(3)회로의 image impedance  
 Fig 10. Image impedances of the coupled strip-line filter in Fig.9(3)

지 않는다. 왜냐하면 Strip 선로의 결합도를 변화시키면 even-mode 및 odd-mode의 특성임피던스는 변화하지만  $M'$ s만의 함수에는 아무 변화를 일으키지 않기 때문이다.

이와 같은 결합회로는 단일 Strip 선로와 동일한 주파수 특성을 가지고 임피던스레벨을 변화시킬 수 있는 필터 특성을 갖는다.

선형테이퍼 Strip 선로를 사용한 결합회로의 필터 특성의 특이성을考察하기 위하여 그림 9의 (3)의 경우를 들어본다.

이 결합 Strip 선로의 주파수 특성을考察하기 위하여 테이퍼도를 달리할 때 즉,  $\frac{b}{a}$ 의 값을 달리할 때의  $b-a$ 에 따르는影像임피던스  $Z_{I1}$ 의 변화를求해보자.

지금  $K_{oe}=150 \text{ ohm}$ ,  $K_{oo}=75 \text{ ohm}$ 로 하고,  $\frac{b}{a}=3, 5, 8$ 일 때의  $Z_I$  및  $\cosh(\alpha + j\beta)$ 를計算한 결과는表와 같다.

이表에서  $Z_I$ 는 ohm로表示한數值이며, 負數로表示한 것은  $Z_I$ 가 虛數임을 뜻한다.

이表에서  $b-a$ 는 Strip 선로의 길이의 半의 位相길이를表示하므로 Strip 선로全體길이를 位相角으로表示하자면  $2(b-a)$ 의 值를 取해야 한다.

$\frac{b}{a}$ 의 值 即, 線로의 테이퍼도에 따르는 결합 Strip 선로의 影像임피던스의 周波性特性 即,  $Z_I$ 와  $2(b-a)$ 와 사이의 關係를 圖示하면 그림 10과 같다.

이것을 均一結合 Strip 선로 即,  $\frac{b}{a}=1$ 인 경우와 比較해보면 다음과 같은 差異點을 指摘할 수 있다.

첫째, 테이퍼도를 크게 할수록 基本通過帶域幅은 좁아진다. 그러나 遮斷周波數 近傍에서의 遮斷特性은 銳敏해지므로 基本通過帶域內에서의 綜合的인 周波數特性은 多少 改善된다고 할 수 있다.

둘째, 테이퍼도를 크게 할수록 基本通過帶域의 中心周波數는 同一한 길이를 갖는 均一結合 Strip 선로의 그것보다 낮아진다. 따라서 테이퍼도를 크게하면 線로의 길이를 均一 Strip 선로를 使用

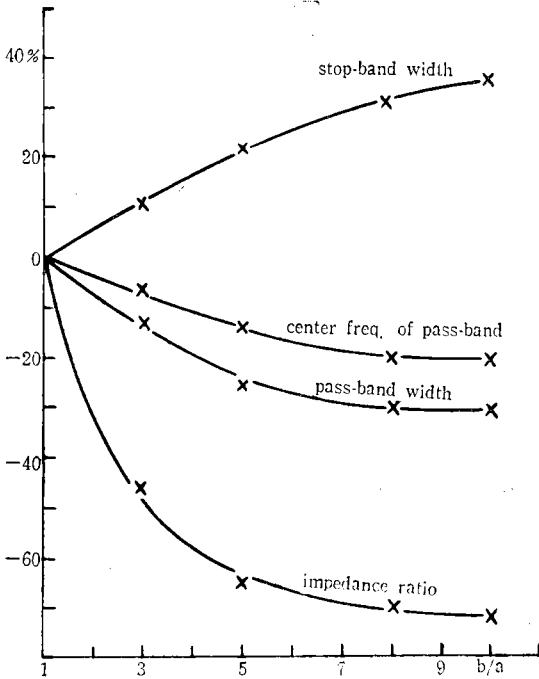


그림 11. 均一 strip 線路에 對한 그림 9(3)線路의 特性 比較  
 Fig 11. Variation of values shown in the Fig 9(3), against the values for the corresponding uniform coupled line filter.

할 때 보다 짧게할 수 있다.

가령  $\frac{b}{a}$ 의 值를 4程度로 하면 길이를 約 10% 짧게 할 수 있다.  $\frac{b}{a}$ 를 7程度로 하면 길이는 約 20% 短縮될 수 있으며 그 以上 테이퍼度를 크게 하여도 길이의 短縮率은 거의 增加하지 않는다. 여러개의 結合 Strip 線路를 縱續連結하여 構成하는 濾波器等에 있어서는 길이의 短縮은 테이퍼線路의 利點으로 볼 수 있다.

세제로는 阻止帶域幅을 크게 할 수 있다는 點이다.

테이퍼度를 크게 할수록 위에서 指摘한 바와 같이 基本通過帶域의 中心周波數가 낮아짐과 同時に 通過帶域幅이 좁아지는 反面 第2高調波通過帶域의 中心周波數는 높아지고, 通過帶域幅은 좁아지기 때문에 이들 두 通過帶域 사이의 阻止帶域의 周波數幅은 相當히 커진다. 테이퍼度  $\frac{b}{a}=5$ 程度로 하면 阻止帶域幅은 均一線路의 경우보다 約 20%以上의 增加를 갖게 된다.

以上과 같은 性質은 線形테이퍼된 Strip 結合線

路에 局限되지 않고, 對數的으로 테이퍼된 結合 Strip 線路도 類似한 性質을 갖게 된다.

實際로 테이퍼度가 작은 경우에는 線形테이퍼線路와 對數的 테이퍼線路는 同一한 것으로 取扱할 수 있기 때문이다.

線形테이퍼된 結合 Strip 線路를 使用할 경우 特別히 注目할 만한 點은  $\frac{b}{a}$ 가 클수록, 基本通過帶域과 第2高調波通過帶域에서의 影像임피던스의 레벨이 큰 差를 갖는다는 性質이다.

$\frac{b}{a}$ 가 4程度에서 第2通過帶域의 影像임피던스는 基本通過帶域의 그것의  $\frac{1}{3}$ 程度의 크기를 갖게 된다.

이와 같은 性質은 高調波의 阻止特性을 顯著하게 改善하게 된다.

이것은 앞서 指摘한 바와 같이, 基本通過帶域의 中心周波數에 對해서  $\frac{1}{4}$ 波長의 길이로 한 線形테이퍼 單一 Strip 線路의 短絡 및 開放임피던스가 週期的인 變化를 하지 않기 때문인 것으로 생각된다. 테이퍼度에 따르는 通過帶域幅, 阻止帶域幅 등의 變化를 均一結合線路의 경우에 對해서 百分率로 表示하면 그림 11과 같다.

### 5. 結 論

線形으로 테이퍼된 單一 Strip 線路의 特性파라미터들은 複雜한 Bessel 函數로 表示되지만, 短絡 및 開放임피던스들은 均一 Strip 線路의 경우를 表示하는 三角函數에 對應하는 Bessel 函數로 求해진다. 이들 Bessel 函數는 共振線路길이에 對하여 非對稱일 뿐만 아니라, 非週期的으로 變化하게 된다.

線路의 共振길이는 테이퍼度의 符號의 正, 負에 따라서 短縮 또는 伸長할 수 있다.

本 論文에서는 線形테이퍼를 갖는 非對稱形인 結合 Strip 線路를 解析하여 이것의 임피던스파라미터를 誘導하고, 2個의 結合線路를 縱續連結한 對稱形 結合 Strip 線路의 特性임피던스파라미터를 求하였다. 이것을 利用하여 端子條件을 달리하는 結合 Strip 線路 濾波器의 特性을 表示하는 影像파라미터를 求하였다. 이때 Strip 線路의 테이퍼度나 結合度를 變化시킴으로써 影像임피던스의 레벨을 調節할 수 있으며, 테이퍼度

를 크게 할수록 결합 Strip 線路의 길이를 短縮시키고 阻止帶域幅을 넓게 할 수 있음을 알았다.

뿐만 아니라 線形테이퍼 결합 Strip 線路 濾波器에 있어서는 均一 Strip 線路나 對數形테이퍼를 갖는 Strip 線路를 使用할 때와는 달리, 基本通過帶域과 第2高調波通過帶域에서의 影像임피던스의 레벨이 크게 달라지고, 濾波器特性이 一層改善될 수 있음을 밝혔다.

本論文은 線形테이퍼 결합 Strip 線路의 基本特性을 解析한 것으로 여기서 얻은 結果는 이러한 線路를 利用하는 回路特性研究의 基礎的인 資料가 될 것으로 믿는다.

끝으로 本 研究를 爲하여 많은 協助를 하여 주신 서울工大 電子工學科 教授諸位에게 感謝를 드리며, 本 論文에서 行한 計算은 서울工大의 電子計算機 IBM-1130을 利用하였음을 附記한다.

6. 參 考 文 獻

- 1) S. B. Cohn "Shielded coupled-strip-transmission line" IRE Trans. vol. MTT-3. pp. 29-38, October 1955.
- 2) E. M. T. Jones and J. T. Bollojahn "Coupled-strip-transmission-line filters and directional couplers" IRE Trans. vol. MTT-4, pp. 75-81, April 1956.
- 3) H. Ozaki and J. Ishii "Synthesis of a class of strip line filters." IRE Trans. vol. CT-5, pp. 104-109, June 1958.
- 4) G. L. Mathaei "Interdigital band-pass filters" IRE Trans. vol. MTT-10, pp. 479-491, November 1962.
- 5) M. C. Horton and R. J. Wenzel "General theory and design of optimum quarter-wave TEM filters" IEEE Trans. vol. MTT-13, pp. 316-327, May 1965.
- 6) R. J. Wenzel "Exact theory of interdigital band-pass filters and related coupled structures" IEEE Trans. vol. MTT-13, pp. 559-575, September 1965.
- 7) C. P. Womack "The use of exponential transmission lines in microwave components" IRE Trans. vol. MTT-10, pp. 124-132, March 1962.
- 8) Dipti Das and O. P. Rustogi "Uniform transmis-

sion line equivalence of cascaded exponential line." IEEE Trans. vol. MTT-16. No. 8, August 1968.

- 9) S. Yamamoto, T. Azakami and K. Itakura "Coupled nonuniform transmission lines and its application" IEEE Trans. vol. MTT-15, No. 4, pp. 220-231, April 1967.
- 10) S. V. Judd. et. al. "An analytical method for calculating microstrip transmission line parameters." IEEE Trans. vol. MTT-18, No. 2, pp. 78-87, February 1970.
- 11) T. G. Bryant and J. A. Weiss "Parameters of microstrip transmission lines and of coupled pairs of microstrip lines" IEEE Trans. vol. MTT-16, pp. 1021-1027, December 1968.
- 12) O. P. Rustogi "Linearly tapered transmission line and its application in microwaves." IEEE Trans. (corresp.) vol. MTT-17. No. 3, pp. 166-168, March 1969.
- 13) S. C. Dutta Roy "Matrix parameters of nonuniform transmission lines" IEEE Trans. vol. CT-12 (corresp.) pp. 142-143, March 1965.

附 錄

式 (13)~(16)의 誘導

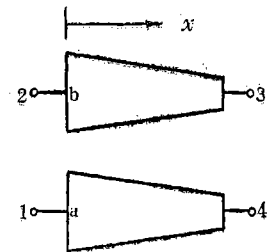


그림 12 선형테이퍼 결합 strip 선로  
Fig 12. Linearly tapered coupled strip-line

그림과 같은 線形테이퍼 결합 Strip 線路에서의 even-mode 의 電壓 電流사이의 關係는 다음과 같다. 即,

$$\frac{dv}{dx} = -Z(x)i \tag{I-1}$$

$$\frac{di}{dx} = -Y(x)v \tag{I-2}$$

여기서  $Z(x)$ ,  $Y(x)$ 는 even-mode 의 電流가

Strip 線路에 흐를 때의 單一 Strip 線路의 直列 임피던스 및 並列 애드미턴스이며,  $x$  는 入力 端子 1, 2로부터 線路上의 1點의 位置를 表示한다.

테이퍼도가  $m$  인 線形테이퍼 Strip 線路의 直列 임피던스 및 並列 애드미턴스  $Z(x)$ ,  $Y(x)$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} Z(x) &= Z(0)(1+mx) \\ Y(x) &= Y(0)(1+mx)^{-1} \end{aligned} \quad (I-3)$$

여기서  $Z(0)$ ,  $Y(0)$ 는  $x=0$ 에서의  $Z(x)$ ,  $Y(x)$ 의 值이다.

따라서 線路上의 1點  $x$ 에서의 even-mode 特性 임피던스  $K_{oe}(x)$ 는

$$\begin{aligned} K_{oe}(x) &= \sqrt{\frac{Z(0)(1+mx)}{Y(0)(1+mx)^{-1}}} \\ &= \sqrt{\frac{Z(0)}{Y(0)}}(1+mx) = K_{oe}(0)(1+mx) \end{aligned} \quad (I-4)$$

이며,  $x$  點에서의 傳播定數  $\gamma(x)$ 는 損失을 無視하면

$$\begin{aligned} \gamma(x) &= \sqrt{Z(0)(1+mx)Y(0)(1+mx)^{-1}} \\ &= \sqrt{Z(0)Y(0)} = j\beta \end{aligned} \quad (I-5)$$

가 된다. 여기서  $K_{oe}(0)$ 는  $x=0$  即, 入力 端子에서의 even-mode 特性 임피던스이며, 傳播定數  $\gamma(x)$ 는  $x$ 의 值에 關係없이 一定한 虛數 值를 갖고, 位相定數는 一定하다.

(I-3), (I-4), (I-5)式에서

$$Z(x) = Z(0)(1+mx) = j\beta K_{oe}(x) \quad (I-6)$$

이다. 지금 Strip 線路  $a$ 의 一點  $x$ 에서의 even-mode 電壓  $v(x)$ 는 (3)式과 같은 微分方程式을 滿足시키고, 其 特殊解는 (4)式的  $p(x)$ ,  $q(x)$ 로 表示된다. 따라서

$$v(x) = Ap(x) + Bq(x) \quad (I-7)$$

이다. 여기서  $A$ ,  $B$ 는 任意的 常數이다. 이에 對應하는 even-mode 電流  $i(x)$ 는 (I-1), (I-6)의 關係에서

$$i(x) = -\frac{1}{j\beta K_{oe}(x)} [Ap'(x) + Bq'(x)] \quad (I-8)$$

가 된다. 이 結合 Strip 線路에 even-mode 電流를 흐르게 하자면, 出力 端子 3, 4를 開放시키고 入力 端子 1, 2에 電流 電源  $i_1$ 을 걸어주면 된다. 따라서, 이때

$$\begin{aligned} x=l \text{에서 } i(x) &= i(l) = 0 \\ x=0 \text{에서 } i(x) &= i(0) = i_1 \end{aligned} \quad (I-9)$$

인 境界條件이 成立한다. (I-9)의 條件을 (I-8)에 適用시키면

$$\begin{aligned} -\frac{1}{j\beta K_{oe}(l)} [Ap'(l) + Bq'(l)] &= 0 \\ -\frac{1}{j\beta K_{oe}(0)} [Ap'(0) + Bq'(0)] &= i_1 \end{aligned} \quad (I-10)$$

이 된다. (I-10)의 第1式에서

$$B = -\frac{p'(l)}{q'(l)} A$$

가 되므로, (I-10)의 第2式에서

$$-\frac{1}{j\beta K_{oe}(0)} [Ap'(0) - A\frac{p'(l)}{q'(l)}q'(0)] = i_1$$

이 된다. 따라서

$$\begin{aligned} A &= -j\beta K_{oe}(0)i_1 \frac{1}{p'(0) - \frac{p'(l)}{q'(l)}q'(0)} \\ &= -j\beta K_{oe}(0)i_1 \frac{q'(l)}{p'(0)q'(l) - p'(l)q'(0)} \\ &= -j\beta K_{oe}(0)i_1 \frac{q'(l)}{m_2} \end{aligned} \quad (I-11)$$

여기서  $m_2 = p'(0)q'(l) - p'(l)q'(0)$ 이다.

또한

$$B = \frac{-p'(l)}{q'(l)} A = j\beta K_{oe}(0)i_1 \frac{p'(l)}{m_2} \quad (I-12)$$

이다. (I-11), (I-12)式을 (I-7)式에 代入하면

$$\begin{aligned} v(x) &= -j\beta K_{oe}(0)i_1 \frac{q'(l)}{m_2} p(x) \\ &\quad + j\beta K_{oe}(0)i_1 \frac{p'(l)}{m_2} q(x) \\ &= -j\beta K_{oe}(0)i_1 \frac{q'(l)p(x) - p'(l)q(x)}{m_2} \end{aligned}$$

이다. 여기에  $m_2$ 의 值를 넣으면

$$v(x) = j\beta K_{oe}(0)i_1 \frac{p'(l)q(x) - q'(l)p(x)}{p'(0)q'(l) - q'(0)p'(l)} \quad (I-13)$$

지금, 本文의 (4)式으로부터

$$\begin{aligned} p'(0) &= mJ_1(a) + \beta J_1'(a) \\ q'(0) &= m[N_1(a) + j2J_1(a)] \\ &\quad + \beta[N_1'(a) + j2J_1'(a)] \end{aligned}$$

$$p'(l) = mJ_1(b) + \beta \frac{b}{a} J_1'(b)$$

$$q'(l) = m[N_1(b) + j2J_1(b)]$$

$$\beta + \frac{b}{a} [N_1'(b) + j2J_1'(b)]$$

$$p(x) = \frac{c}{a} J_1(c)$$

$$q(x) = \frac{c}{a} [N_1(c) + j2J_1(c)] \quad (I-14)$$

여기서  $J_1'$ ,  $N_1'$ 는  $J_1$ ,  $N_1$ 의  $x$ 에 대한 微分係數이며

$$a = \frac{\beta}{m}, \quad b = \frac{\beta}{m}(1+ml), \quad c = \frac{\beta}{m}(1+mx)$$

이다. 이들과  $J_1'(x) = J_0(x) - \frac{1}{x} J_1(x)$  ( $N_1$ 에 대해서도 同一한 關係가 成立한다)인 關係를 利用하여

$$\begin{aligned} p'(l)q(x) - q'(l)p(x) \\ = \frac{bc}{a^2} \beta [J_0(b)N_1(c) - N_0(b)J_1(c)] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} p'(0)q'(l) - q'(0)p'(l) \\ = \frac{b}{a} \beta^2 [J_0(a)N_0(b) - J_0(b)N_0(a)] \quad (I-15) \end{aligned}$$

인 關係를 얻는다. 이것을 (I-13)式에 代入하면

$$v(x) = jK_{oo}(0) \frac{J_0(b)N_1(c) - J_1(c)N_0(b)}{J_0(a)N_0(b) - J_0(b)N_0(a)} \left(\frac{c}{a}\right) i_1 \quad (I-16)$$

을 얻는다. 이것이 結合 Strip 線路의 端子 1, 2에 加해 있는 定電流電源  $i_1$ 에 依한 Strip 線路上의  $x$ 인 點의 even-mode 電壓  $v_{a1}(x)$ , 및  $v_{b1}(x)$ 의 值가 된다.

한편 線路上的의 odd-mode 電壓과 odd-mode 電流 사이의 關係式인 (14)式 即,  $v_{a2}(x)$ 와  $i_2$ 사이의 關係는

$$K_{oo}(x) = K_{oo}(0)(1+mx)$$

인 odd-mode 特性임피던스와

$$x=0에서 i(0) = i_2$$

$$x=l에서 i(l) = 0$$

인 境界條件을 適用시켜, (12)式을 求한 것과 같은 方法으로 求할 수 있다.

端子 3, 4에 加해지는 電流電源과 이들에 對應하는 電壓과의 關係式인 (13), (15)式도 같은 方法으로 얻을 수 있다.