論文 75-12-6-4

# 結合三角函數 線路와 그 應用

# (Coupled Trigonomotric Transmission Line and its Application)

朴 松 培

(Park, Song Bai)

**要 約**

一般的인 結合不均一線路에 대한 理論을 適用하여 結合三角函數線路(CTTL)의 特性을 硏究하였다. 우선 CTTL의 4-port 傳達메이트릭스 퍼래미터를 誘導한 다음 이것을 使用하여 CTTL을 利用한 全域通過回路와 方向性結合器를 解析하였다. 線路에 沿한 結合係數의 變化에 따라서 全域通過回路의 位相特性과 方向性結合器의 結合電壓의 크기의 變化를 상세하게 연구하였다. 최후로 CTTL를 사용한 廣帶域 90° 差動位相推移器와 高域通過 方向性結合器의 設計例를 들고 그 實現方法을 考察하였다.

**Abstract**

Characteristics of coupled trigonometric transmission lines (CTTL) are studied based on the theory of general coupled nonuniform transmission lines. First, the 4-port transmission matrix parameters of CTTL are derived for the even-and odd-mode waves and then they are used in the analysis of all-pass networks and directional couplers using CTTL. The phase slrift characteristic of the all-pass networks and the magnitude characteristic of the directional couplers are studied in detail for varions coupling factor variations along the line. Finally, design examples for a wide-band 90° differential phase shifter and a high-pass small-ripple directional coupler using CTTL are given and their physical realization is considered.

## 1. 緖 論

結合均一線路는 過去 오래동안 연구되어 왔으며 마이크로웨이브 回路素子로서 例컨대 여파기, 方向性結合器, 位相推移器, 遲延補償器등으로 널리 사용되고 있다. 그 大部分은 주어진 주파수범위에서 所要의 特性을 얻기 위하여 多區間의 結合均一線路를 사용했다. 이런 構造는 隣接區間사이의 不連續과 비교적 諸元이 크다는 不利點을 가지고 있다.

近年에 結合不均一線路(CNUTL:coupled nonuniform transmission line)의 理論이 發義되었고[8], 그것이 結合指數線路에 適用되었다. 그 結果는 結合係數을 線路에 沿하여 變化시킴으로서 多樣한 특성이 얻어질 수 있음을 示唆한다.

本論文에서는 結合三角函數線路(CTTL: coupled trigonometric transmission line)의 線路에 洛한 結合係數의 여러가지 變化에 따른 特性의 變化를 硏究한 것이다. 指數線路나 其他의 여러 解析可能한 不均一線路와 달리 CTTL은 線路區間을 적당히 선택함으로써 結合係數가 線路에 沿하여 單調增加, 單調減少하도록 할 수 있을 뿐 아니라 convex, concave하게 변화시킬 수도 있으므로 더욱 多樣한 特性이 얻어질 것이 예상된다. 또 三角函數線路는 正確하게 解析할 수 있고 콤퓨터計算이 容易하다.

우선 一般的인 結合不均一線路의 理論을 綜合整理하고 그 結果를 CTTL에 適用하여 解析의 基本이 되는 4-port 傳達메이트릭스 퍼래미터를 求하였고, 이것을 使用하여 CTTL을 利用한 全域通過回路와 方向性結合

* 正會員 : 韓國科學院 電氣 및 電子工學科
Member, Electrical Emgineering Department, Korea Advanced Institute of Science, (KAIS) Seoul, Korea
接受日字 : 1976年 1月 30日

器를 解析하였다. 즉 線路에 沿한 結合係數의 여러가지 變化에 따라서 全域通過回路의 位相特性과 方向性結合電壓의 크기의 變化를 상세하게 연구하였다. 최후로 CTTL를 사용한 廣帶域 90°差動位相推移器와 高域通過方向性結合器의 設計例를 들고 그 實現方法을 考察하였다.

## 2. 結合不均一線路의 理論

本章에서는 文獻4, 5, 8, 10, 11等을 參考하여 一般的인 CNUTL의 理論을 綜合整理하고 특히 이런 線路의 應用例로서 全域通過回路와 方向性結合器의 傳達特性을 구하는데 필요한 關係式들을 導入한다.

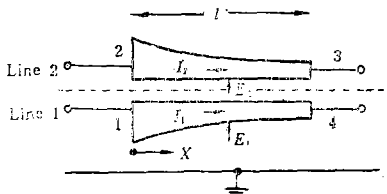



그림 1. 結合不均一線路

그림1과 같이 共通接地歸路를 가지고 傳播方向에 따라 서로 對稱構造를 갖는 無損失 CNUTL을 생각한자 두 線路의 入力端부터의 거리 $x$에서의 전압, 전류에 관하여 다음과 같은 微分方程式이 成立한다.

$$\left.\begin{aligned}&\frac{dE_1}{dx}+L(x)\frac{dI_1}{dt}+M(x)\frac{dI_2}{dt}=0\\&\frac{dI_1}{dx}+C(x)\frac{dE_1}{dt}-C_m(x)\frac{dE_2}{dt}=0\\&\frac{dE_2}{dx}+L(x)\frac{dI_2}{dt}+M(x)\frac{dI_1}{dt}=0\\&\frac{dI_2}{dx}+C(x)\frac{dE_2}{dt}-C_m(x)\frac{dE_1}{dt}=0\end{aligned}\right\} \quad (1)$$

여기서 $L(x), C(x)$; $M(x)$, $C_m(x)$는 線路의 單位長當 自己인닥턴스, 自己캬파시턴스; 線路間의 相互인닥턴스, 相互캬파시턱스이다. CNUTL의 解析은 實際의 두 전류, 두 전압을 그들의 加減으로 定義되는 다음과 같은 偶數모우드(even-mode) 奇數모우드(odd-mode)의 전류, 전압으로 分離하여 고찰하면 매우 簡單해진다.

$$\left.\begin{aligned}&\text{偶數모우드 전압}\quad v_e=E_1+E_2\\&\text{偶數모우드 전압}\quad v_o=E_1-E_2\\&\text{同奇모우드 전數}\quad i_e=I_1+I_2\\&\text{奇數모우드 전압}\quad i_o=I_1=I_2\end{aligned}\right\} \quad (2)$$

式(1)의 加減으로 부터

$$\left.\begin{aligned}&\frac{dv_e}{dx}+[L(x)+M(x)]\frac{di_e}{dt}=0\\&\frac{di_e}{dx}+[C(x)-C_m(x)]\frac{dv_e}{dt}=0\end{aligned}\right\} \quad (3)$$

$$\left.\begin{aligned}&\frac{dv_o}{dx}+[L(x)-M(x)]\frac{di_o}{dt}=0\\&\frac{di_o}{dx}+[C(x)+C_m(x)]\frac{dv_o}{dt}=0\end{aligned}\right\} \quad (4)$$

式(3), (4)는 각각 非結合 單一線路에 대한 方程式과 同一形式을 가지므로 同一方法으로 解析할 수 있다.

우선 각 모우드에 대한 特性임피이던스를 다음과 같이 定義하고

$$\left.\begin{aligned}&Z_{oe}(x)=\sqrt{[L(x)+M(x)]/[C(x)-C_m(x)]}\\&Z_{oo}(x)=\sqrt{[L(x)-M(x)]/[C(x)+C_m(x)]}\end{aligned}\right\} \quad (5)$$

또 傳播定數를 다음과 같이 定義한다.

$$\left.\begin{aligned}&\beta_e(x)=\omega\sqrt{[L(x)+M(x)]\,[C(x)-C_m(x)]}\\&\beta_o(x)=\omega\sqrt{[L(x)-M(x)]\,[C(x)+C_m(x)]}\end{aligned}\right\} \quad (6)$$

媒質이 均一할 때에는 다음 관계가 成立하며 [10]

$$\frac{M(x)}{L(x)}=\frac{C_m(x)}{C(x)} \quad (7)$$

이 경우 두 mode의 傳播定數는 同一하고 거리에 무관하게 된다. 따라서 그 共通傳播定數를 $\beta$라 하면 正弦波 定常狀態에서 式(3)은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\left.\begin{aligned}&\frac{dV_e}{dx}+j\beta Z_{oe}(x)I_e=0\\&\frac{dI_e}{dx}+j\frac{\beta}{Z_{oe}(x)}V_e=0\end{aligned}\right\} \quad (8)$$

여기서 $V_e, I_e$는 phasor이고, 이 두 式에서 $I_e$를 消去하면

$$\frac{d^2V_e}{dx^2}-\frac{Z_{oe}(x)'}{Z_{oe}(x)}\frac{dV_e}{dx}+\beta^2V_e=0 \quad (9)$$

이것은 非結合 單一 NUTL에 대한 것과 同一形式을 가진다. 式(9)에서 서로 獨立的인 解를 $f(x)$, $g(x)$라 하면 一般解는

$$\left.\begin{aligned}&V_e(x)=K_1f(x)+K_2g(x)\\&I_e(x)=-\frac{1}{j\beta Z_{oe}(x)}[K_1f'(x)+K_2g'(x)]\end{aligned}\right\} \quad (10)$$

여기서 $K_1, K_2$는 境界條件으로 부터 決定되고 $'$은 $x$에 대한 微分을 나타낸다.

지금 偶數모우드에 대한 傳達matrix을 다음 式에 의하여 定義하자.

$$\begin{pmatrix}V_e(o)\\I_e(o)\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}A_e & B_e\\C_e & D_e\end{pmatrix}\begin{pmatrix}V_e(l)\\I_e(l)\end{pmatrix} \quad (11)$$

여기서 $l$은 線路의 길이다. 여기에 式(10)을 代入하여 $K_1, K_2$를 決定하면

$$\begin{pmatrix}A_e & B_e\\C_e & D_e\end{pmatrix}=\frac{1}{m_4}\begin{pmatrix}m_1 & -j\beta Z_{oe}(l)m_3\\m_2/j\beta Z_{oe}(o) & m_5Z_{oe}(l)/Z_{oe}(o)\end{pmatrix} \quad (12)$$

여기서

$$\left.\begin{aligned}&m_1=f'(l)g(o)-g'(l)f(o)\\&m_2=f'(o)g'(l)-g'(o)f'(l)\\&m_3=f(o)g(l)-g(o)f(l)\\&m_4=f'(l)g(l)-g'(l)f(l)\\&m_5=f'(o)g(o)-g'(o)f(l)\end{aligned}\right\} \quad (13)$$

奇數모우드에 대한 傳達 parameter도 全혀 同一한 型式으로 구해진다.

그림1의 회로를 4-port로 看做할 때의 實際의 전압, 전류는 각 모우드에 대한 것을 加減하여 求해지므로 4-port의 傳達 parameter는 各 모우드의 傳達 parameter로서 表示할 수 있을 것이다. 그 結果는[9]

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} A_e+A_o & A_e-A_o & B_e+B_o & B_e-B_o \\ A_e-A_o & A_e+A_o & B_e-B_o & B_e+B_o \\ C_e+C_o & C_e-C_o & D_e+D_o & D_e-D_o \\ C_e-C_o & C_e+C_o & D_e-D_o & D_e+D_o \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_4 \\ V_3 \\ I_4 \\ I_3 \end{pmatrix} \tag{14}$$

여기서 $V_j, I_j(j=1,2,3,4)$는 各 port의 전압, 전류이고 이것으로 부터 여러가지 終端條件下의 回路函數를 求할 수 있다.

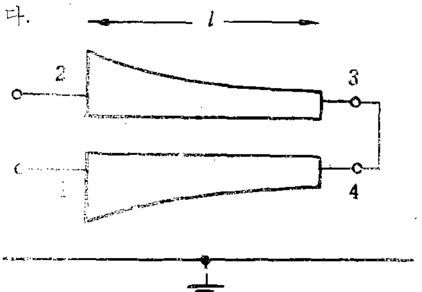



그림 2. CNUTL을 이용한 全域通過回路

CNUTL의 各種 用途中 가장 흥미 있는 것은 全域通過回路(all-pass network)와 方向性結合器(directional conpler)이다. 그림1에서 port 3, 4를 短絡한 그림2와 같은 2-port는 全域通過의 특성을 가지며, UHF, 마이크로웨이브 領域에서의 位相等化器, 位相推移器로서 有用하다. 이 회로는 對稱 2-port이므로 入出力 port에서의 映像임피이던스는 同一할 것이다. 이것으로 각 port를 終端한 경우 兩 port間의 전압 또는 전류의 位相推移 $\phi$는 다음과 같이 表示됨을 증명할 수 있다[8].

$$\phi = 2\tan^{-1}\frac{C_e}{jA_e} \tag{15}$$

단, 이것은 線路에 沿해서

$$Z_{oe}(x)\ Z_{oo}(x) = 一定 = Z_o^2 \tag{16}$$

이라는 條件이 成立함이 必要하다. 今後의 모든 論議에서는 式(7)과 式(16)을 假定한다.

한편 두 線路間의 結合程度를 나타내기 위하여 다음과 같이 定義되는 結合度$K(x)$를 導入한다.

$$K(x) \equiv \frac{M(x)}{L(x)} = \frac{C_m(x)}{C(x)},\quad 0 \le K(x) \le 1 \tag{17}$$

그러면 두가지 特性 임피이던스의 比 $\rho(x)$는

$$\rho(X) \equiv \frac{Z_{oe}(x)}{Z_{oo}(x)} = \frac{1-K(x)}{1+K(x)} \ge 1 \tag{18}$$

다음에 그림3과 같이 各port를 저항 $Z_o$로서 終端하고 port 1에 電壓電源을 印加하면

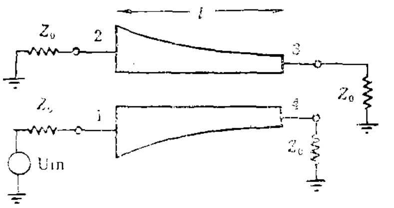



그림 3. CNUTL을 이용한 方向性結合器

$$\left.\begin{aligned} V_1 &= V_3 = 0 \\ V_2 &= V_{in}\frac{A_e+B_e-C_e-D_e}{A_e+B_e+C_e+D_e} \\ V_4 &= V_{in}\frac{2}{A_e+B_e+C_e+D_e} \end{aligned}\right\} \tag{19}$$

와 같이 됨을 증명할 수 있다[8]. 즉 이 4-port에서는 電源과 對角線 方向에 있는 port에는 信號가 나타나지 않고 다른 두 port에는 信號가 나타나므로 方向性結結合器로서 動作한다.

## 3. 結合三角函數線路의 4-Port Parameter

前章의 諸結果는 式(7), (16)이 成立하는 限 如何한 CNUTL에도 適用된다. Yamamoto[9]는 特性임피이던스가 거리에 따라 指數函數的으로 變하는 경우에 대하여 상세히 연구하였다. 그러나 特性임피이던스가 三角函數的으로 變하는 경우에는 區間을 定하기에 따라서 單調增加, 單調減少 뿐만 아니라 中間에서 彎曲點이나 極點을 가질 수 있으므로 더욱 多樣한 特性을 가지게 되리라는 것이 豫想된다.

以下 前章의 結果를 利用하여 結合三角函數線路의 4-port 傳達 parameter를 求한다. 偶數모우드, 奇數모우드의 特性 임피이던스가

$$\left.\begin{aligned} Z_{oe}(x) &= Z_{oe}csc^2\mu x \\ Z_{oo}(x) &= Z_{oo}\sin^2\mu x \end{aligned}\right\} \tag{20}$$

와 같이 變하는 CNUTL을 생각하자. 여기서 $\mu$는 定數이고 $Z_{oe}, Z_{oo}$는 $\mu x = \pi/2$에서의 特性 임피이던스의 값이며, 다음 條件을 만족한다. 式(16)].

$$Z_{oe} \cdot Z_{oo} = 1 \tag{21}$$

今後 特性임피이던스는 이와같이 $Z_o$에 관하여 正規化된 것으로 假定한다. 위의 CNUTL에 관한 微分方程式은 式(20)을 式(9)에 代入하여

$$\frac{d^2V_e}{dx^2} + 2\mu\cos\mu x\frac{dV_e}{dx} + \beta^2 V_e = 0 \tag{22}$$

이 式은 變數變換

$$y = V_e(x)CSC\mu x$$

을 適用하면

$$\frac{d^2y}{dx^2} + b^2 y = 0 \tag{23}$$

여기서

$$b^2=\mu^2+\beta^2 \tag{23}$$

따라서 式(23)의 一般解는

$$V_e(x)=K_1\frac{\cos bx}{\sin\mu x}+K_2\frac{\sin bx}{\sin\mu x} \tag{25}$$

이것을 式(8)의 첫째 式에 代入하면

$$I_e(x)=-\frac{1}{j\beta Z_{oe}(x)}\left[K_1\frac{(-b\sin bx\sin\mu x+\mu\cos bx\cos\mu x)}{\sin^2\mu x}+K_2\frac{(b\cos bx\sin\mu x-\mu\sin bx\cos\mu x)}{\sin^2\mu x}\right] \tag{26}$$

式(25), (26), (12), (13)등로 부터 $Z_{oe}(x)=Z_{oe}csc^2\mu x$의 경우에 대한 傑數모우드 傳達 퍼래미터는 다음과 같이 算出된다.

$$\left.\begin{aligned}
A_e&=\frac{1}{b\sin\mu x_1}[b\sin\mu x_2\cos b(x_2-x_1)-\mu\cos\mu x_2\sin b(x_2-x_1)]\\
B_e&=\frac{j\beta\sin b(x_2-x_1)\sin\mu x_2\ Z_{oe}(x_2)}{b\sin\mu x_1}\\
C_e&=j\frac{1}{\beta b Z_{oe}(x_1)\sin^2\mu x_1}[\mu^2\sin b(x_2-x_1)\cos\mu(x_2-x_1)\\
&\quad+\beta^2\sin\mu x_1\sin\mu x_2\sin b(x_2-x_1)\\
&\quad-b\mu\cos b(x_2-x_1)\sin\mu(x_2-x_1)]\\
D_e&=\frac{1}{b\sin\mu x_2}[b\sin\mu x_1\cos b(x_2-x_1)+\mu\cos\mu x_1\sin b(x_2-x_1)]
\end{aligned}\right\} \tag{27}$$

여기서 $x_1, x_2$는 各各 線路의 始點, 終點에 對應한다. $A_e, D_e$는 實數, $B_e, C_e$는 純虛數임을 알 수 있다.

그림4에는 $Z_{oe}/Z_{00}=2$인 경우에 對하여 $Z_{oe}(x)$, $Z_{oo}(x)$, $\rho(x)$, $K(x)$등의 $\theta=\mu\chi$에 따른 變化를 그렸다.

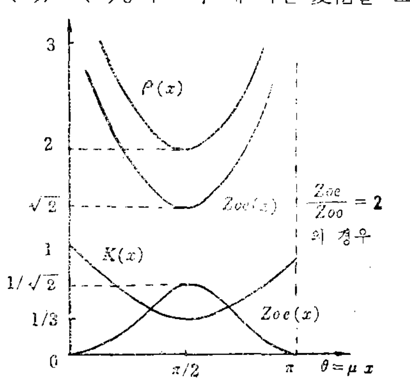
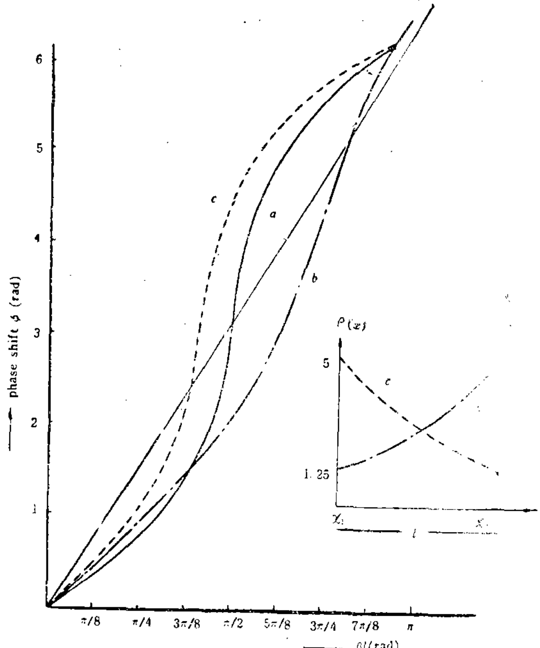



**그림 4.** $Z_{oe}(x)=Z_{oe}\ \ csc^2\mu\chi$인 CNUTL의 $\theta=\mu x$에 따른 $Z_{oe}(x)$, $Z_{oo}(x)$, $\rho(x)$, $K(x)$의 變化

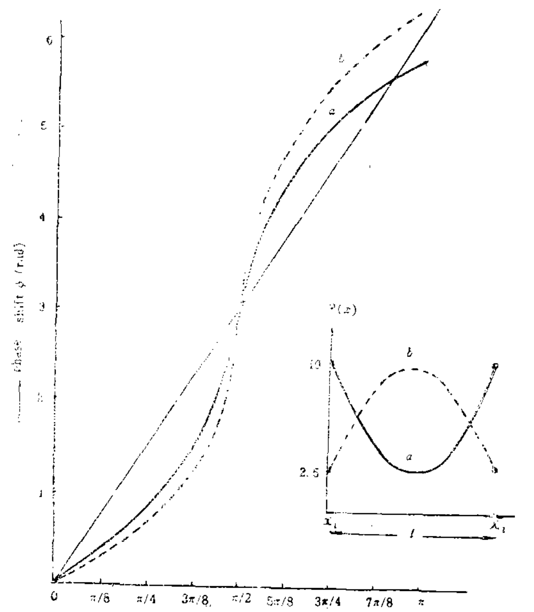
以上은 $Z_{oe}(x)=Z_{oe}csc^2\mu x$, $Z_{oo}(x)=Z_{oo}\sin^2\mu x$와 같은 線路에 對한 것이였으나, $Z_{oe}(x)=Z_{oe}\sin^2\mu x$, $Z_{oo}(x)=Z_{oo}csc^2\mu x$의 線路에 對해서도 全혀 같은 方法으로 解析할 수 있다.

## 4. 結合三角函數線路를 利用한 全域通過回路

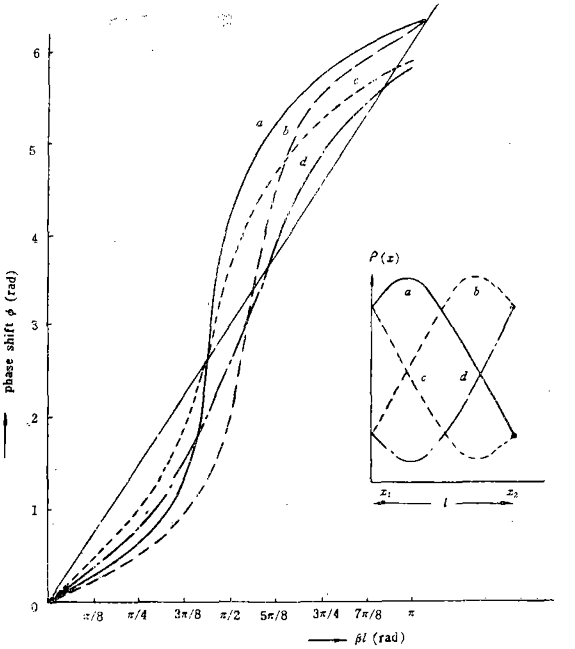
式(27)을 式(15)에 代入하면 그림2와 같은 構造를 갖는 CTTL의 全域通過回路의 位相特性을 求할 수 있




(a) 곡선 $a$ : 結合均一線路
곡선 $b$ : $Z_{oe}(x)=Z_{oe}csc^2\mu x$, $\theta_1=\mu x_1=45°$, $\theta_2=\mu\chi_2=90°$
곡선 $c$ : $Z_{oe}(x)=Z_{oe}csc^2\mu x$, $\theta_1=\mu x_1=90°$, $\theta_2=\mu x_2=135°$




(b) 곡선 $a$ : $Z_{oe}(x)=Z_{oe}csc^2\mu x$, $\theta_1=45°$, $\theta_2=135°$
곡선 $b$ : $Z_{oe}(x)=Z_{oe}\sin^2\mu x$, $\theta_1=45°$, $\theta_2=135°$




(c) 곡선 $a$ : $Z_{oe}(x)=Z_{oe}\sin^2\mu x$, $\theta_1=60°$, $\theta_2=135°$
곡선 $b$ : $Z_{oe}(x)=Z_{oe}\sin^2\mu x$, $\theta_1=45°$, $\theta_2=120°$
곡선 $c$ : $Z_{oe}(x)=Z_{oe}csc^2\mu x$, $\theta_1=45°$, $\theta_2=120°$
곡선 $d$ : $Z_{oe}(x)=Z_{oe}csc^2\mu x$, $\theta_1=60°$, $\theta_2=135°$

**그림** 5. CTTL은 利用한 全通過回路의 位相推移特性

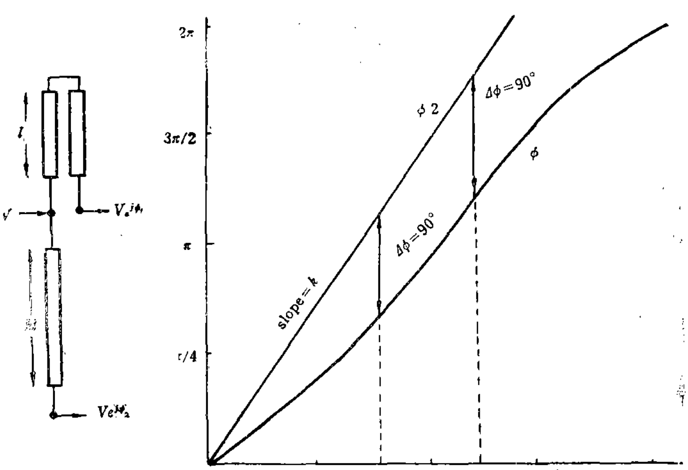



**그림** 6. 90° 差動位相推移器 構造와 原理

다. 그림5는 線路의 始點 $\theta_1=\mu x_1$, 終點 $\theta_2=\mu x_2$ 및 $\rho(x_1)$을 여러가지로 바꾸어 가면서 位相特性을 컴퓨터로 계산하여 그린 것이다. 豫想한 바와 같이 多樣한 變化를 얻을 수 있으므로 目的에 따는 適當한 것을 選擇하면 된다.

特히 廣帶域 90°差動位相推移器로서 Schiffman[6]은 그림6과 같이 單純한 均一線路와 結合均一線路를 연결한 구조를 提案하였는데, 萬一 結合均一線路 대신 그림 5(a)의 曲線$b$와 같이 位相特性이 넓은 周波數範圍에서 거의 直線的으로 變하는 CTTL을 使用하면 더 廣帶域90°差動位相推移器가 얻어질 것이다.

**設計例** 500MHz 以上에서 動作하는 可及的 廣帶域의 90°位相推移器를 설계하라.

그림 5(a)의 曲線$b$와 原點을 지나는 기울기 $k$인 直線과의 位相差 $\Delta\phi$가 가급적 넓은 주파수범위에서 90°에 가깝게 되도록 $k$를 선정하면 $k=2.9$. 이때의 $\Delta\phi$의

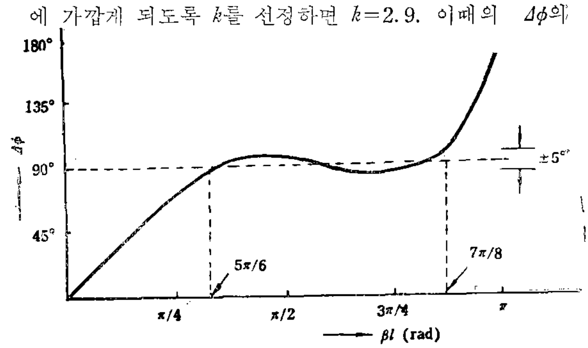



**그림** 7. CTTL를 利用한 90°差動位相推移器의 周波數特性

주파수 특성을 그림7에 그렸다.
여기서 보다 시피 $\beta l=5\pi/16\sim7\pi/8$ 즉 2.8 : 1의 주파수 범위에서 $\Delta\phi=90°\pm5°$가 된다. (Shiffman의 경우는 2.34 : 1의 주파수 범위에서 90°±4.8°가 된다)

다음에 CTTL의 길이는 $\beta l=5\pi/6=2\pi\times500\times10^6\times l/3\times10^{10}$로 부터 $l=25$cm, 따라서 均一線路의 길이는 $25\times2.9=72.5$cm. 그림5(a)의 曲線$b$에 대해서는 $\rho(x_2)=5$, $Z_{oe}(x)=Z_{oe}csc^2\mu x$, $\theta_1=\mu x_1=90°$, $\theta_2=\mu x_2=135°$. 그리고 $Z_{oe}(x)Z_{oo}(x)=Z_o^2=10\omega^2$, $\rho(x_2)=Z_{oe}(x_2)/Z_{oo}(x_2)=(Z_{oe}/Z_{oo})csc^4\theta_2=5$로 부터 $Z_{oe}=111.8\Omega$. 結合線路를 實現하는 方法에는 여러가지 構造가 있으나 여기서는 그림8과 같은 Coplanar 스트립線路를 사용하기로 한다. 文獻[12]를 참고로 다음과 같은 表1를 얻는다(表 $s/b=0.3$으로 잡았다). $t$는 $(b-s)/2$로서 구해진다(스트립 線路의

두께는 0라고 가정).

表 1

| $\mu x$ | 90° | 105° | 115° | 120° | 125° | 130° | 135° |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $Z_{oe}(x)$ | 111.8 | 120 | 137 | 150 | 168 | 190 | 223.6 |
| $W/b$ | 0.95 | 1.10 | 7.3 | 1.5 | 1.75 | 2.0 | 2.5 |

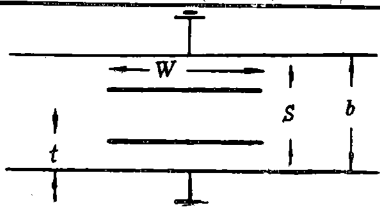



그림 8. Coplanar 스트립線路의 斷面圖

## 5. 結合三角函數線路를 利用한 方向性結合器

方向性結合器에서는 主로 結合電壓의 크기만이 關心의 對象이 된다. 그림3의 구조에서는 Port 2와 4에만 結合電壓이 나타나는데 無損失線路이고 同一임피이던 스로 終端되어 있으므로 Port 4와 Port 2의 전압사이에는 $|V_4|=\sqrt{1-|V_2|^2}$ (단 $V_{in}=1$)의 관계가 있다. 따라서 $|V_2|$만의 변화를 조사하면 된다.

그림9은 여러 가지 $\theta_1=\mu x_1$, $\theta_2=\mu x_2$, $K(x_1)$의 값에 대하여 式(27)의 傳達퍼래미터의 값을 계산하여 다음 式에 代入하여 $|V_2|$를 계산한 결과를 그린 것이다.

$$|V_2|=\sqrt{\frac{(A_e-D_e)^2+(B_e/j-C_e/j)^2}{(A_e+D_e)^2+(B_e/j+C_e/j)^2}} \quad (28)$$

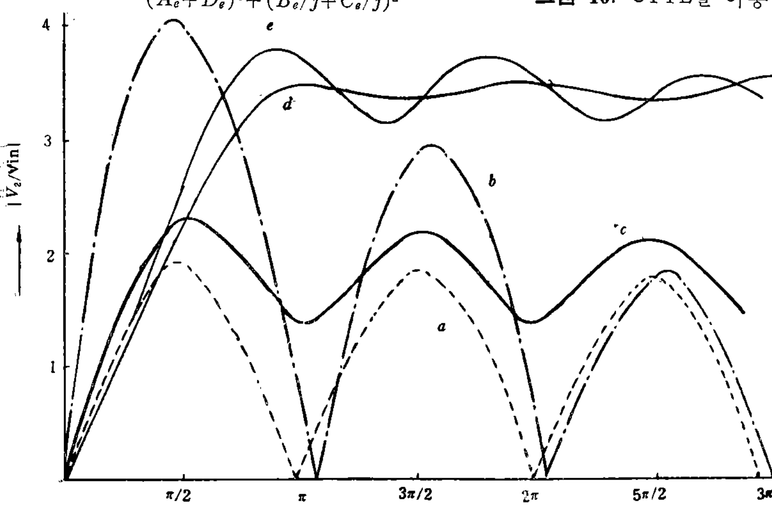



그림 9. CTTL를 利用한 方向性結合器

곡선 $a$ : 結合均一線路의 경우

〃 $b$ : $Z_{oe}(x)=Z_{oe}csc^2\mu x$, $\theta_1=60°$, $\theta_2=120°$, $K(x_1)=0.12$

〃 $c$ : $Z_{oe}(x)=Z_{oe}csc^2\mu x$, $\theta_1=145°$, $\theta_2=150°$, $K(x_1)=0.09$

〃 $d$ : $Z_{oe}(x)=Z_{oe}csc^2\mu x$, $\theta_1=90°$, $\theta_2=135°$ $K(x_1)=0$

〃 $e$ : $Z_{oe}(x)=Z_{oe}csc^2\mu x$, $\theta_1=135°$, $\theta_2=150°$, $K(x_1)=0$

特히 $K(x_1)=0$의 경우 리플이 적은 良好한 高域通過特性이 얻어지며 高周波數에서는 거의 一定한 레벨을 유지한다. 이 레벨은 式(27)에서 $b, \beta\to\infty$의 경우를 생각하여 式(28)에 以入함으로서 다음과 같이 求해진다

$$|V_2|\longrightarrow|V_{in}|\frac{1-g^2}{1+g^2} \qquad (\text{高周波數에서})$$

여기서

$$g=\frac{\sin\theta_2}{\sin\theta_1}=\sqrt{\frac{Z_{oe}(x_1)}{Z_{oe}(x_2)}}=\sin\theta_2=\frac{1}{\sqrt{Z_{oe}(x_2)}}$$

$(\because\ K(x_1)=0)$

**設計例** 다음 條件을 만족하는 高域通過 CTTL 方向性結合器를 設計하라,

a. 高周波利得$=0.1$ $(20dB)$,  最小리플

b. $3dB$ 遮斷周波數$=500$MHz

c. 終端임피이던스$=100\Omega$

最小리플이 要求되므로 $K(x)$가 $K(x_1)=0$에서 부터

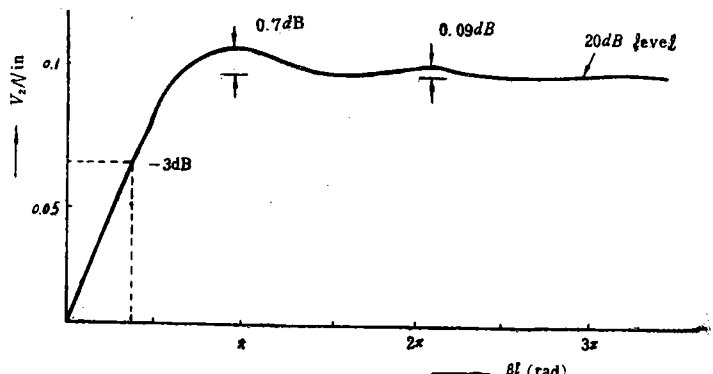



그림 10. CTTL를 이용한 $20dB$ 方向性 結合器의 周波數特性

單調增加하는 $Z_{oe}(x)=Z_{oe}csc^2\mu x$의 線路를 擇한다. 그러면 $\theta_1=\mu x_1=90°$, $Z_{oe}=Z_{oo}=1$, $Z_{oe}(x_1)=1$ $0.1=(1-g^2)/(1+g^2)$으로 부터 $g=\sin\theta_2=0.904$ 즉 $\theta_2=115.2°$.

$|V_2/V_{in}|$을 $\beta l$에 대하여 그러면 그림 10과 같이 되고 여기서 $3dB$ 遮斷周波數를 구하면 $\beta l=0.312\pi\times2\pi\times500\times10^6\times l/(3\times10^8)$로 부터 線路의 길이 $l=9.36$cm와 같이 定해 진다. 이것을 실제로 실현하는데는 $K(x_1)=0$이므로 그림 10과 같은 스릿드(slit) 結合 스트립線路를 쓰는 것이 有利하다. $Z_{oe}(x)=100csc^2\mu x$ 및 文獻[9]를 參考하여 ($t/b=0.1$로 잡음) 다음 表2를 얻는다. 따라서 $b$를 적당히 定하면 이 스트립線路의 모든 諸元이 定해 진다.

表 2

| $\mu x$ | 90° | 100° | 105° | 110° | 115.2° |
|---|---|---|---|---|---|
| $Z_{os}(x)$ | 100 | 104 | 108 | 114 | 123 |
| $W/b$ | .08 | .085 | .09 | .10 | .12 |
| $S/b$ | 0 | .03 | .05 | .08 | .12 |

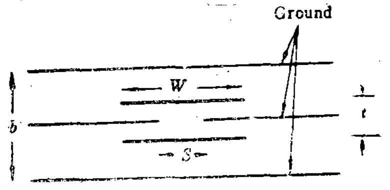



그림 스릿드結合 스트립線路의 斷面圖

### 6. 結 論

一般的인 CNUTL의 理論을 適用하여 CTTL의 性質을 조사하였다. 특히 이를 이용하여 全域通過回路의 位相特性과 方向性結合器의 結合電壓의 크기의 周波數特性을 상세히 연구하였다.

이 兩者에 있어서 CTTL가 對稱結合인 경우는 均一結合의 경우와 多少 비슷한 특성을 나타내지만 非對稱인 경우에는 매우 다르고 多樣한 특성을 나타낸다.

全域通過回路의 位相曲線은 單調減少(增加)結合에 대해서는 左側(右側)으로 이동하는 경향을 가진다. 이때 變曲點의 位置는 線路區間을 잡는데 따라 달라지지마 全體的인 結合度의 大小에는 큰 관계가 없다. 全體的으로 結合度가 증가하면 位相曲線의 最大 기울기는 증가한다*.

非對稱結合은 CTTL 方向性結合器에 高域通過特性을 준다. 高周波數에서의 結合電壓의 漸近値는 線路兩端에서의 結合度에 관계된다. 또 線路의 어느 한 끝에서 結合度가 0일때 리플은 最小가 되며 전체적으로 結合度가 적을 수록 通過帶域에서의 리플이 적어진다.

최후로 CTTL를 이용하여 廣帶域 90° 差動位相推移器와 高域通過特性을 갖는 方向性結合器를 設計하는 例를 들었다. 이것은 最適設計가 아니다. 만일 이결과를 初期値로 하여 反復的方法으로 最適設計를 한다면 더욱 良好한 결과가 얻어질 것이고 또 實驗的으로 本理論을 뒷바침하여 보는 것도 將次의 課題에 속한다.

---

* 이 두節의 結論은 紙面關係로 다 揭載하지 못한 더 많은 特性曲線들로 부터 얻어진 것이다.

### 參 考 文 獻

1. H. Kaufman, "Bibliography of nonuniform transmission lines," IRE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP-3, pp.218—220, October 1955.
2. F. Arndt, "High-pass transmission-line directional coupler," IEEE Trans. on Microwave Theory and Techmiques, MTT-16, pp.310—311, 1968.
3. S.B. Cohn, "Characteristic impedances of broadside coupled strip transmission lines," IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques, MTT-8, pp.633—637, 1960.
4. E.M.T. Jones and J.T. Bollijahn, "Coupled-strip-transmission-line-filters and directional conplers," IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques, MTT-4(2), pp.75—81, 1956.
5. J. Reed and G.J. Wheeler, "A method of analysis of symmetrical four-port networks," IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques MTT-4(4), pp.246—252, 1956.
6. B.M. Schiffman, "A new class of broad-band, microwave 90-degree phase shifters," IRE Trans, on Microwave Theory and Techniques, MTT-6, pp.232—237, 1958.
7. K.L.Su, "Analysis of the trigonometric RC lines and some applications," IEEE Trans. on Circuit Theory, CT-11, pp.158—160, 1964.
8. S. Yamamoto, T. Azakami and K. Itakura, "Conpled nonuniform transmission line and its applications," IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, MTT-15, pp.220—231, 1967.
9. S. Yamamoto, T. Azakami and K. Itakura, "Slit-coupled strip transmission lines," IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, MTT-14, pp.592—552, 1966.
0. B.M. Oliver, "Directional electromagnetic 1couplers," Proc. of IRE, Vol.42, pp.1686—1692, 1954.
11. S.C. Dutta Ray, "Matrix parameters of nonuniform transmission lines," IEEE Trans. on Circuit Theory, CT-12, pp.143—143, 1965.
2. L.A. Gunderson and A. Guida, "Stripline coupler design," Microwave Journal Vol.8, pp.97—101, 1965.