

결합선로이론을 이용한 CATV 전송회로용 Tap-off의 미조정방법에 관한 연구

(A Study on the Fine Adjusting Method of Tap-off for
CATV Transmitting Circuits Using Coupled-Line Theory.)

金東一*, 閔庚植**, 鄭世謨*

(Dong Il Kim, Kyeong Sik Min and Se-Mo Chung)

要約

종래에는 CATV시스템용 분기회로의 특성을 향상시키기 위하여 회로망분석기의 CRT상에서 각 산란패러미터들의 주파수특성을 관찰하면서 경험에 의하여 각 소자의 미조정을 하는 데에 많은 시간과 인력을 소비하여 왔다. 본 논문은 이와같은 문제점을 해결하기 위하여, 우선 4-port대칭형 결합선로 방향성결합기의 우.기모우드 임피던스(Z_{oe} 및 Z_{oo})와 트랜스포머를 이용한 CATV시스템용 신호분기기(Tap-off)의 분기특성과의 관계를 이론적으로 유도한 후, 결합도, 반사계수 및 분리도를 Z_{oe} 와 Z_{oo} 만으로 표현할 수 있음을 나타내고, Z_{oe} 및 Z_{oo} 의 두 요소만을 조절함으로써 모든 산란패러미터의 미조정이 가능함을 보이고 있다. 나아가서, 실험에 의하여 본 논문에서 제안한 새로운 미조정방법의 타당성을 입증하고 있다.

Abstract

Much time and labor has been conventionally paid for fine adjustment of circuit elements by experience to improve the characteristics of Tap-off for CATV systems. To solve the problem, in this paper, the relations between the even- and odd-mode impedance, Z_{oe} and Z_{oo} of symmetrical 4-port coupled-line directional coupler and power dividing characteristics of Tap-off for CATV system have been derived.

After the coupling, the reflectivity and the isolation are represented by Z_{oe} and Z_{oo} only, the fine adjustment of all S-parameters can be performed by controlling the elements of Z_{oe} and Z_{oo} only. Furthermore, the validity of the new fine adjustment method proposed here has been confirmed by experiments.

* 正會員, 韓國海洋大學校 電波工學科
(Dept. of Radio Sciences and Engineering,
Korea Maritime Univ.)

** 正會員, 日本 東京工業大學 電氣電子工學科
(Dept. of Electrical & Electronic Eng.,

Tokyo Institute of Technology.)

※ 이 연구는 92년도 한국과학재단 연구비지원
(과제번호: 921-0800-019-2 및
과제번호: 92-13-01-082)에 의한 결과임.
接受日字: 1993年 7月 16日

1. 서 론

CATV시스템이 1949년경 미국에서 개시된 이래 최근 한국, 일본등에서도 급속한 발전을 하고 있는 한편, 그 기술적인 요구도 점차 엄격해져가고 있다. 특히, channel 수의 증가에 따른 기술적 문제, CATV를 bidirection으로 사용하는 데 따른 기술의 개발, 인공위성으로 부터의 중계 및 광 fiber통신의 응용등의 기술개발이 진행되고 있다.

CATV 또는 MATV시스템의 channel 수를 증가시키고, 또한 화질이 좋은 화면정보를 전송하기 위한 중요한 기본소자로는 신호분리기(Tap-off 또는 TAP unit) 및 신호분배기(power splitter)가 있다. 종래부터 사용되어 오고 있는 Tap-off중에는 그림1의 형식이 있으며, Tap-off회로의 특성을 향상시키기 위하여 회로망분석기의 CRT상에서 각 산란패러미터들의 주파수특성을 관찰하면서 각 소자의 미조정을 하여 왔다.

그러나, 이 경우에는 패러미터의 수가 많아서 경험에 의존하고 있는 실정이며, 따라서 많은 시간과 인력을 소모하게 된다.

즉, 일반적으로 전송회로의 특성은 주목하고 있는 한개의 port에 대하여 반사계수와 주목하고 있는 두개 port 사이에서의 전송량의 조합으로 표현된다. 따라서, N-port를 가지는 회로에서는 $N+N(N-1)/2 = (N+N^2)/2$ 회의 측정이 필요하다. 산란패러미터로 회로의 특성을 표현하면, port수 N의 회로는 N^2 개의 파라미터로 표현하는 것이 되지만, 대칭성을 가미하더라도 $1/2$ 이상이다.

그러나, 대칭형 4-port 방향성결합기를 예로들면, 단지 두개의 패러미터에 의해서 종래에 이용되어 온 모든 특성이 표현될 수 있었다. 이러한 사실은, 방향성결합기를 설계할 때 Z_{oe} 와 Z_{oo} 두개의 이들 패러미터를 고려하여 설계되어야 하며, 또 회로의 조정에 대해서는 종래의 $(N+N^2)/2$ 회의 측정을 통한 조정을 하지 않고 이들 두개의 패러미터만을 조정하면 된다는 의미가 된다. 따라서, 이들 두개의 파라미터는 회로의 특성 임피던스를 매개로 한 상호 관계가 있음을 알 수 있다.

따라서, 본 논문에서는 우선 4-port대칭형 결합선로 방향성결합기의 우,기모드 임피던스(Z_{oe} 및 Z_{oo})와 트랜스포머를 이용한 CATV시스템용 신호분리기(Tap-off)의 분기특성과의 관계를 이론적으로 유도한 후, 결합도, 반사계수 및 분리도를 Z_{oe} 와 Z_{oo} 만으로 표현할 수 있음을 나타내고, Z_{oe} 및 Z_{oo} 의 두 요소만을 조절함으로써 모든 산란패러미터의 미조정이 가

능함을 보이고 있다.

나아가서, 실험에 의하여 본 논문에서 제안한 새로운 미조정방법의 타당성을 입증하였으며, Z_{oe} 와 Z_{oo} 가 공액복소수의 관계를 가지도록 미조정을 하면 Tap-off의 전체적인 특성이 향상됨을 확인 하였다.

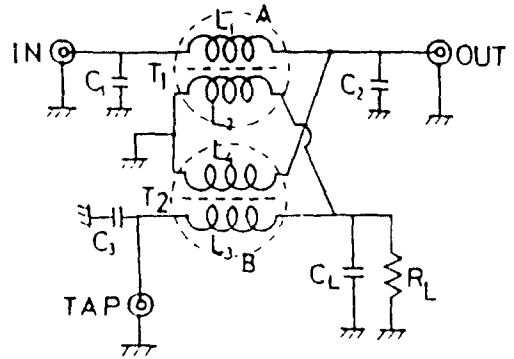
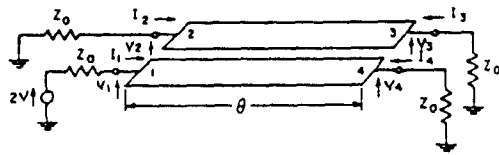


그림 1. 종래형식의 약결합형 Tap-off
Fig. 1. Conventional Type Weakly-coupled Tap-off.

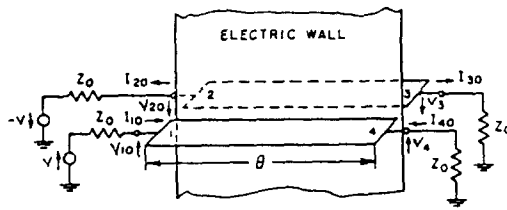
II. 결합선로의 이론적 특성

1. Even과 Odd계 임피던스에 의한 산란행렬의 표현
결합전송선로를 이용한 방향성결합기는 스트립선로에 의하여 구현되는 소자의 하나이다. 그림 2(a)는 결합전송선로의 기본회로의 각 port를 반사가 일어나지 않도록 고유임피던스 Z_0 로 종단하여 방향성 무한대의 방향성결합기를 형성한다. Odd 여진에서는 역상의 전압이 port 1과 2에 걸려 있고, 반면, Even 여진에서는 port 1과 2에 동상의 전압이 걸려 있다. 중첩의 원리(The principle of superposition)를 통해, port 1에서 직렬로 여진되는 2V의 전압을 갖는 방향성결합기의 동작은 Even과 Odd 전압 여진의 동작으로부터 얻어질 수 있으며, 대칭에 대한 고려는 수직전기력이 Odd 대칭을 가지는 전압으로 여진될 때 결합기의 스트립사이에 놓이게 되고, 수직자기력은 Even 대칭을 가지는 전압으로 여진될 때 스트립사이에 위치하게 된다. 전기력이 존재하는 이들 스트립의 특성임피던스는 Z_{oe} 이고 자기력이 존재하는 특성임피던스는 Z_{oo} 이다.

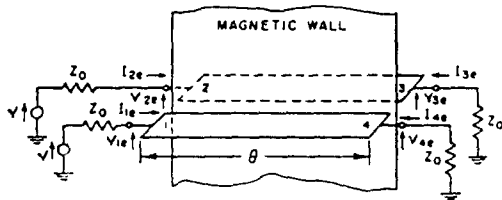
방향성결합기를 모든 주파수에서 완전히 정합시키기 위해서 산란행렬의 각 요소를, 고유반사계수를 써서 나타내면 식(1)과 같다.



(a)



(b)



(c)

그림 2. 방향성결합기의 계산모델
Fig. 2. Coupled-strip Directional Coupler with Even and Odd Excitation.

$$\begin{bmatrix} S_{11} \\ S_{12} \\ S_{13} \\ S_{14} \end{bmatrix} = 1/4 \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} + \Gamma_{eo} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \\ 1 \\ -1 \end{bmatrix} + \Gamma_{oe} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ -1 \\ -1 \end{bmatrix} + \Gamma_{oo} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \\ -1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

단,

$$\Gamma_{ee} = \frac{-(Z_o + jZ_{oc}/t)^2}{Z_o^2 + Z_{oc}^2/t^2}, \quad \Gamma_{eo} = \frac{-(Z_o - jZ_{oc}/t)^2}{Z_o^2 + Z_{oc}^2/t^2}$$

$$\Gamma_{oe} = \frac{-(Z_o + jZ_{oc}/t)^2}{Z_o^2 + Z_{oc}^2/t^2}, \quad \Gamma_{oo} = \frac{-(Z_o - jZ_{oc}/t)^2}{Z_o^2 + Z_{oc}^2/t^2}$$

$t = \tan(\theta/2)$. Z_o 는 외부선로의 특성 임피던스이고 θ 는 결합 전기장이다. 회로의 완전정합과 아이소레이션이 취해지기 위한 조건은

$$\Gamma_{ee} = -\Gamma_{oo}, \quad \Gamma_{oe} = -\Gamma_{eo} \quad (2)$$

이며, 식(1) 및 식(2)로부터 식(3)의 조건이 만족되

어야 함을 알 수 있다.

$$(Z_o^2 - Z_{oc}Z_{oo})\{Z_o^2 + Z_{oc}^2Z_{oo}^2 + jZ_{oc}(Z_{oc}/t - Z_{oo}/t)\} = 0 \quad (3)$$

$$(Z_o^2 - Z_{oc}Z_{oo})\{Z_o^2 + Z_{oc}^2Z_{oo}^2 - jZ_{oc}(Z_{oc}/t - Z_{oo}/t)\} = 0$$

즉,

$$Z_o^2 = Z_{oc}Z_{oo} \text{ 또는 } Z_o = \sqrt{Z_{oc}Z_{oo}} \quad (4)$$

이면 항상 완전정합 및 완전 아이소레이션이 얻어진다.

입력임피던스 Z_{in} 이 Z_o 와 같다는 조건으로부터¹¹⁻¹⁰⁾ 중첩의 원리를 적용하여 Z_o 로 종단된 방향성결합기의 입력임피던스를 구하면 식(5)와 같이 표현된다. 이때 그림3으로부터 특성임피던스 Z_{oo} 를 가지는 선로의 입·출력사이의 전압 전류간에는 식(2)의 관계가 있으며

$$\begin{bmatrix} V_{1o} \\ I_{1o} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & Z_{oo}j \sin \theta \\ j \sin \theta / Z_{oo} & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{4o} \\ -I_{4o} \end{bmatrix} \quad (5)$$

여기서 $V_{4o} = -I_{4o}Z_o$ 이므로

$$\frac{V_{1o}}{I_{1o}} Z_{oo} = \frac{Z_o + Z_{oo}j \tan \theta}{Z_{oo} + jZ_o \tan \theta} \quad (6)$$

같은 방법으로

$$\frac{V_{1e}}{I_{1e}} Z_{oe} = \frac{Z_o + Z_{oe}j \tan \theta}{Z_{oe} + jZ_o \tan \theta} \quad (7)$$

의 관계가 있으며, Z_{oe} , Z_{oo} 와 각 port에서의 모드 임피던스와의 사이에 서로 다음과 같은 관계가 성립한다.

$$Z_{oo} = Z_{oe} \frac{Z_o + Z_{oe}j \tan \theta}{Z_{oe} + jZ_o \tan \theta} \quad (8)$$

$$Z_{oe} = Z_{oo} \frac{Z_o + Z_{oo}j \tan \theta}{Z_{oo} + jZ_o \tan \theta} \quad (9)$$

단, $i = 1 - 4$

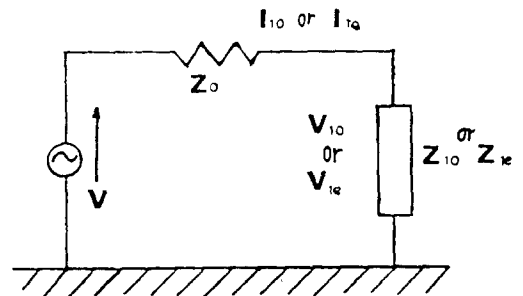


그림 3. V_{1o} , V_{1e} 의 계산모델

Fig. 3. The Calculation Model with V_{1o} and V_{1e} .

그림 3으로 부터

$$\begin{aligned} V_{I_o} &= V(Z_{I_o} / Z_o + Z_{I_o}) \\ V_{I_e} &= V(Z_{I_e} / Z_o + Z_{I_e}) \end{aligned} \quad (10)$$

이다. 두 식에 의한 입력임피던스 Z_{in} 은

$$\begin{aligned} Z_{in} &= (V_{I_o} + V_{I_e}) / (I_{I_o} + I_{I_e}) \\ &= \frac{Z_{I_o} / (Z_o + Z_{I_o}) + Z_{I_e} / (Z_o + Z_{I_e})}{1 / (Z_o + Z_{I_o}) + 1 / (Z_o + Z_{I_e})} \end{aligned} \quad (11)$$

이 되며, θ 의 모든 값에 대해 $Z_o = \sqrt{Z_{I_o} Z_{I_e}}$ 일때 $Z_{in} = Z_o$ 가 된다. 또한, $Z_o = \sqrt{Z_{I_e} Z_{I_o}}$ 의 조건아래, 결합기의 port1에서 나타나는 전압은 $V_1 = V$ 이다.

$Z_o = \sqrt{Z_{I_o} Z_{I_e}}$ 를 식(5)와 식(6)에 각각 대입하면,

$$\frac{V_2}{V_1} = j \frac{\sin \theta (\sqrt{Z_{I_e}} / \sqrt{Z_{I_o}} - \sqrt{Z_{I_o}} / \sqrt{Z_{I_e}})}{2 \cos \theta + j \sin \theta (\sqrt{Z_{I_o}} / \sqrt{Z_{I_e}} + \sqrt{Z_{I_e}} / \sqrt{Z_{I_o}})} \quad (12)$$

$$V_3 / V_1 = 0 \quad (13)$$

$$\frac{V_4}{V_1} = j \frac{2}{2 \cos \theta + j \sin \theta (\sqrt{Z_{I_e}} / \sqrt{Z_{I_o}} + \sqrt{Z_{I_o}} / \sqrt{Z_{I_e}})} \quad (14)$$

식(12)의 절대치를 취하고, $\sin \theta$ 를 변수로 생각하면, 최대치는 $\theta = 90^\circ$ 일때 얻어짐을 알 수 있다. 즉, 결합부가 $\lambda/4$ 파장일때 회로가 최대의 결합을 가지는 것을 알 수 있다.

이때 최대결합계수 k 는

$$k = \frac{|V_2|}{|V_4|} = \frac{(Z_{I_e} / Z_{I_o}) - 1}{(Z_{I_e} / Z_{I_o}) + 1} \quad (15)$$

이 되며, k 를 이용하여 식(12)와 식(14)를 고쳐쓰면,

$$C = \frac{|V_2|}{|V_1|} = j \frac{k \sin \theta}{\sqrt{1 - k^2} \cos \theta + j \sin \theta} \quad (16)$$

$$T = \frac{|V_4|}{|V_1|} = \frac{\sqrt{1 - k^2}}{\sqrt{1 - k^2} \cos \theta + j \sin \theta} \quad (17)$$

여기서 식(16)과 식(17)을 비교하여 보면, $\theta = 90^\circ$ 일때 결합파와 투과파는 90° 의 위상차(位相差)를 이루고 있음을 알 수 있다.

식(15)로부터

$$Z_{I_e} = \frac{\sqrt{1+k}}{\sqrt{1-k}} \times Z_o \quad (18)$$

$$Z_{I_o} = \frac{\sqrt{1-k}}{\sqrt{1+k}} \times Z_o \quad (19)$$

이 된다.

식(18), (19)를 k 로 미분하여 그 해를 살펴보면,

결합도가 클수록 Z_{I_e} , Z_{I_o} 의 변화가 급격하다는 것을 알 수 있으며 이것은 두 요소 모두는 결합도가 클수록 허용편차가 작다는 것과 주파수 변화에 대해서도 민감하다는 것을 의미한다.

나아가서, $\theta = 90^\circ$ 일때 $\sin \theta = 1$, $\cos \theta = 0$ 을 식(16), (17)에 대입하면,

$$T = -j(\sqrt{1-k^2}) \quad (20)$$

$$C = k \quad (21)$$

가 된다.

$$Z_{I_e} = R_e + jX_e \quad (22)$$

$$Z_{I_o} = R_o + jX_o \quad (23)$$

로 두고, 식(15)로부터 k 를 다시 고쳐 쓰면

$$k = \frac{Z_{I_e} Z_{I_o}}{Z_{I_e} + Z_{I_o}} = \frac{(R_e - R_o) + j(X_e - X_o)}{(R_e + R_o) + j(X_e + X_o)} \quad (24)$$

$$|k|^2 = \frac{(R_e - R_o)^2 + (X_e - X_o)^2}{(R_e + R_o)^2 + (X_e + X_o)^2} \quad (25)$$

가 되며, Coupling량(dB) C 는 식(21)로부터,

$$20 \log |C| = 10 \log \frac{(R_e - R_o)^2 + (X_e - X_o)^2}{(R_e + R_o)^2 + (X_e + X_o)^2} \quad (26)$$

삽입손실(dB)은

$$20 \log |T| = 10 \log \frac{4R_e R_o + 4X_e X_o}{(R_e + R_o)^2 + (X_e + X_o)^2} \quad (27)$$

아이소레이션은

$$I = V_3 / V_1 = 0 \quad (28)$$

입력임피던스 Z_{in} 을 식(8)을 이용하여 식(22)와 식(23)을 써서 표현을 하면,

$$\begin{aligned} Z_{in} &= \frac{Z_o(Z_{I_o} + Z_{I_e}) + 2Z_{I_o}Z_{I_e}}{2Z_o + Z_{I_o} + Z_{I_e}} \\ &= \frac{Z_o \{ (R_{I_o} + R_{I_e}) + j(X_{I_o} + X_{I_e}) \}}{2Z_o + (R_{I_o} + R_{I_e})} \\ &\quad + \frac{2 \{ (R_{I_o} - X_{I_o}X_{I_e}) + j(R_{I_o}X_{I_e}R_{I_e}X_{I_o}) \}}{+j(X_{I_o} + X_{I_e})} \end{aligned} \quad (29)$$

가 된다. 또한 식(22), (23)으로부터 허수부를 포함하여 식(8), (9)를 계산하여 본 결과 Z_{I_e} 와 Z_{I_o} 가 스

미스도표상의 공역복소수의 값을 갖도록 조정을 하면 특성이 양호해짐을 계산을 통하여 알 수 있다.

2. 트랜스포머의 권선수와 Coupling과의 관계

위에서는 무손실의 결합선로형의 방향성결합기에 관하여 고찰하였으나, 본 절에서는 트랜스포머형 방향성결합기와 결합선로형 방향성결합기의 상이점에 관하여 고찰하여 보자.

예를 들어, black-box 안에 있는 방향성결합기가 트랜스포머형인지 결합선로형인지를 생각해 보면 분명하듯, 본질적으로는 두 형태에 차이가 없다. 이것은, 결합선로형의 방향성결합기의 이론이 그대로 트랜스포머형에도 적용할 수 있음을 의미하고 있다.

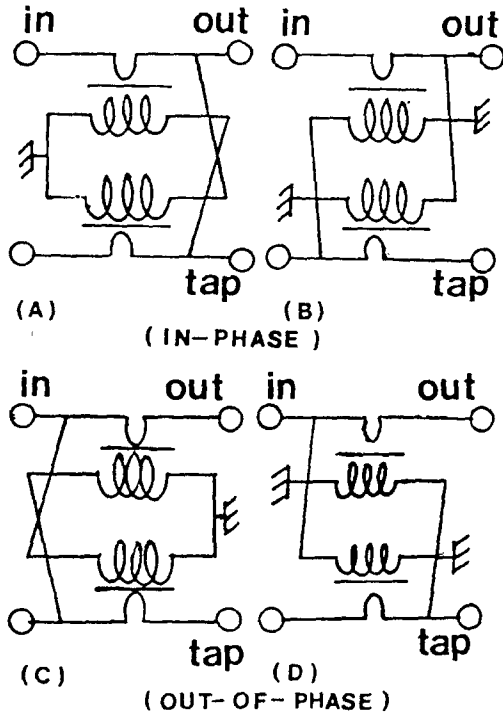


그림 4. 트랜스포머형 방향성결합기
Fig. 4. Transformer Type Directional Coupler.

트랜스포머형의 방향성결합기로서는 그림4에 나타난 것처럼 (A), (B), (C), (D)의 4개의 회로가 있지만, IN-TAP간의 위상이 다를 뿐이고 결합도는 같다.

이제 1차측과 2차측이 1:n의 권선비를 가지는 트랜스포머를 그림5와 같이 나타냈을때, 식(16)에서의 결합도 C는 n>>1인 경우 식(30)과 같이 된다.^{11) 12)}

$$C \cong 1/n \tag{30}$$

그러므로, 식(15)로부터

$$n \cong (Z_{oe} + Z_{oo}) / (Z_{oe} - Z_{oo}) \tag{31}$$

로 되고, 권선비와 결합도는 Even과 Odd계의 임피던스와의 관계로 표현되어진다.

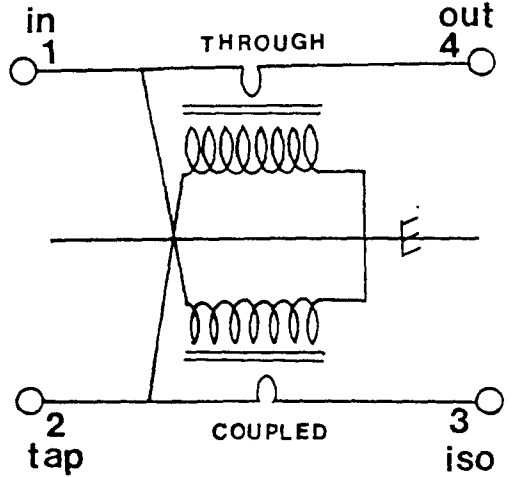


그림 5. 1:n 권선비의 트랜스포머를 이용한 TB-1-12형 방향성결합기.

Fig. 5. The Transformer with Turn Ratio of 1:n Using TB-1-12 Type Directional Coupler.

3. Z_{oe}, Z_{oo}의 측정오차의 처리와 허용 관계

식(26)을 다시 한번 고려하면, 실제의 측정에서는 하찮은 측정오차라 하더라도 식(26)의 리액턴스부는 크게 변동한다.

그때문에, 리액턴스부가 작은 경우에는 무관하지만, 큰 경우에는 실제의 측정치를 약간 가공(加工)하여, 삭제(削除)해 가지고서 실효전력만으로 계산하는 것이 실리적이다. 측정한 임피던스를 Z_i라 하면 특성 임피던스 Z_o에 대한 정재파비(V.S.W.R) ρ는 식(32)와 같이 된다.

$$\rho = \frac{\sqrt{(Z_i + R_i)^2 + X_i^2} + \sqrt{(Z_o - R_i)^2 + X_i^2}}{\sqrt{(Z_i + R_i)^2 + X_i^2} - \sqrt{(Z_o - R_i)^2 + X_i^2}} \tag{32}$$

단, Z_i = R_i + jX_i

|X_i| ≪ R_i 이고 식(12)로부터 각각의 ρ_e, ρ_o는

$$Z_e = Z_o \rho_e \tag{33}$$

$$Z_o = Z_o / \rho_o$$

로 표현되고 식(32)의 리액턴스부를 무시 ($|X_i| \ll R_i$)한 값을 식(21)에 대입하면 결합도 C는

$$C = \frac{Z_{oc} - Z_{ow}}{Z_{oc} + Z_{ow}} = \frac{Z_o \rho_c - Z_o \rho_o}{Z_o \rho_c + Z_o \rho_o} = \frac{(Z_o \rho_c \rho_o - Z_o) / \rho_o}{(Z_o \rho_c \rho_o + Z_o) / \rho_o} = \frac{\rho_c \rho_o - 1}{\rho_c \rho_o + 1}$$

이므로

$$C = \frac{\rho_c \rho_o - 1}{\rho_c \rho_o + 1} \tag{34}$$

$$C(dB) = 20 \log \frac{\rho_c \rho_o - 1}{\rho_c \rho_o + 1} \tag{35}$$

이 된다. 다만, 임피던스에 대해서는 어떤 경우라도 식(29)로 계산할 수 있지만, 식(35)는 임피던스 특성이 양호한 범위 ($\theta \approx 90^\circ$)로 한정된다.

III. 실험결과 및 고찰

그림6은 방향성결합기의 Even-Odd계의 임피던스를 측정하는 경우의 계통도를 나타내고 있으며 이 측정계통도에서 측정하고 있는 값은 Z_{ic} 와 Z_{iw} 이므로, 필요하면 구할 수 있다. 식(16)과 (17)에 의해 Z_{ic}, Z_{iw} 를

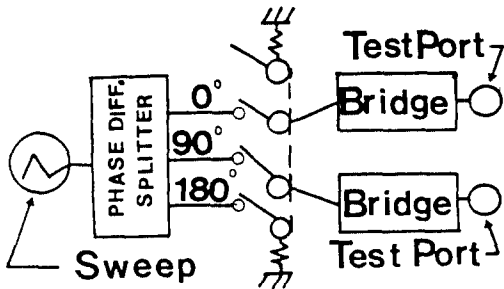


그림 6. Even-Odd계의 임피던스 측정계통도
Fig. 6. Impedance Measurement System of Even-Odd Excitation.

식(6), (7)에서 길이가 지극히 짧다고 가정했을 경우 ($\theta = 0^\circ$)

$$\begin{aligned} Z_{ic} &\equiv Z_o \\ Z_{iw} &\equiv Z_o \end{aligned} \tag{36}$$

이 되고, 길이가 $\lambda/4$ ($\theta = 90^\circ$)일때는

$$\begin{aligned} Z_{ic} &= Z_{oc} / Z_o \\ Z_{iw} &= Z_{ow} / Z_o \end{aligned} \tag{37}$$

이 성립한다.

Z_{ic} 및 Z_{iw} 의 측정결과에서 Z_{oc} 와 Z_{ow} 를 계산해 보면, Z_{oc} 와 Z_{ow} 는 특성임피던스로 허수부는 특별히 가지지 않으며, 또한 Z_{oc} , Z_{ow} 부분의 길이가 $\lambda/4$ 일때는, Z_{ic} , Z_{iw} 도 허수를 가지지 않으므로 식(6), (7)에서 $\theta = 90^\circ$ 로 놓으면,

$$Z_{ic}^2 = Z_{oc}^2 / Z_o, \quad Z_{iw}^2 = Z_{ow}^2 / Z_o \tag{38}$$

$$Z_{ic}^2 = Z_o Z_{oc}, \quad Z_{iw}^2 = Z_o Z_{ow} \tag{39}$$

이 된다. 따라서 트랜스포머형 결합선로를 $\lambda/4$ 결합기와 등가로 볼 수 있는 범위에서는 식(39)가 성립한다. 식(33)을 식(39)에 대입하면,

$$Z_{oc} = \sqrt{\rho_o} Z_o \tag{40}$$

$$Z_{ow} = Z_o / \sqrt{\rho_o}$$

이 되며 식(33)과 식(40)으로부터

$$\begin{aligned} \left| \frac{V_1}{V} \right|^2 &= \left[\frac{\rho_o - \rho_c}{(\rho_o + 1)(\rho_c + 1)} \right]^2 \cos^2 \theta \\ &+ \left[\frac{\rho_c \rho_o (\rho_o + 1) - (\rho_c + 1)}{\sqrt{\rho_o} (\rho_o + 1)(\rho_c + 1)} \right]^2 \sin^2 \theta \end{aligned} \tag{41}$$

$$\begin{aligned} \left| \frac{V_4}{V} \right|^2 &= \left[\frac{\rho_o + \rho_c + 2}{(\rho_o + 1)(\rho_c + 1)} \right]^2 \cos^2 \theta \\ &+ \left[\frac{\sqrt{\rho_c} (\rho_o + 1) + (\rho_c + 1) / \sqrt{\rho_o}}{(\rho_o + 1)(\rho_c + 1)} \right]^2 \sin^2 \theta \end{aligned} \tag{42}$$

식(41)과 식(42)로부터

$$I(dB) = 20 \log \left[\left(\frac{\rho_o - \rho_c}{(\rho_o + 1)(\rho_c + 1)} \right)^2 \cos^2 \theta + \left(\frac{\rho_c \rho_o (\rho_o + 1) - (\rho_c + 1)}{\sqrt{\rho_o} (\rho_o + 1)(\rho_c + 1)} \right)^2 \sin^2 \theta \right] \tag{43}$$

$$T(dB) = 20 \log \left[\left(\frac{\rho_o + \rho_c + 2}{(\rho_o + 1)(\rho_c + 1)} \right)^2 \cos^2 \theta + \left(\frac{\sqrt{\rho_c} (\rho_o + 1) + (\rho_c + 1) / \sqrt{\rho_o}}{(\rho_o + 1)(\rho_c + 1)} \right)^2 \sin^2 \theta \right] \tag{44}$$

가 된다.

TB-1-12형의 방향성결합기의 Z_{oc} , Z_{ow} 의 실측치에서 식(35), 식(43) 및 식(44)로부터 각각의 IN-TAP, IN-OUT, TAP-OUT의 특성을 계산하면 각각 그림7, 8, 9와 같다.

가장 측정 정밀도가 요구되는 그림9의 TAP-OUT의 특성이 5 52.34MHz에서는 실측과 일치하고 있지만, 52.3MHz 이상의 주파수대에서는 선간용량등의 영향으로 인하여 특성이 약간 나빠지지만, 데시벨(dB)이 아닌 전력(Power)으로 환산하면 거의 일치

합을 알 수 있다.

IV. 결 론

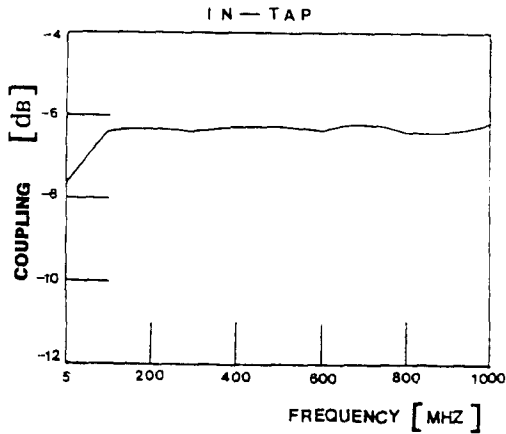


그림 7. IN-TAP간의 특성곡선
Fig. 7. Characteristics Curve of IN-TAP.

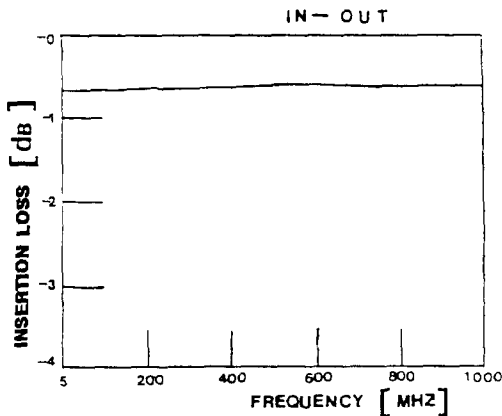


그림 8. IN-OUT간의 특성곡선
Fig. 8. Characteristics Curve of IN-OUT.

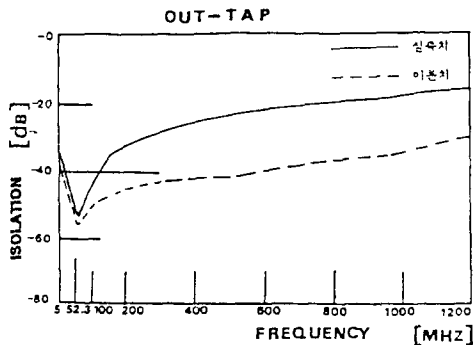


그림 9. OUT-TAP간의 특성곡선
Fig. 9. Characteristics Curve of OUT-TAP.

종래에는 결합선로형 방향성결합기등의 특성을 미 조정하는 데에 산란행렬의 각각의 요소들의 주파수특성을 Network Analyzer의 스크로프상에서 관측하면서 경험적으로 조정하는 방법을 사용했으나, 이를 각각의 요소를 조정하는 데에는 많은 시간과 노력이 소요되는 단점을 지니고 있었다. 이를 개선하는 방법으로 본 논문에서는, 대칭형4-port회로의 Z_{11} 와 Z_{22} 의 두 요소만을 조정하여 결합도, 반사계수, 분리도의 특성을 미조정하는 방법을 제안하였다.

결합도는 트랜스포머의 권선수를 지정하므로써 원하는 값을 얻을 수가 있었으며, Z_{11} 와 Z_{22} 를 실수화시키면 반사계수와 분리도특성이 가장 양호함을 알 수 있었다. 또한, 스미스차트상에 Z_{11} 와 Z_{22} 가 서로 공액복소수의 관계를 가지도록 조정을 하면 회로의 특성을 향상시킬 수 있음을 실험을 통하여 입증하였다.

감사의 글

본 연구를 수행함에 있어서 연구비를 지원하여 주신 한국과학재단의 관계자 여러분과 연구를 도와준 한국해양대학교 이공대학 마이크로파연구실의 김 정훈, 이 성표, 김 태균군에게 감사드립니다.

參考文獻

- [1] L.I.Parad and R.L. Moynihan, " Split-Tee Power Divider ". IEEE. Trans. MTT-13, PP.91- 95, 1965.
- [2] R.E.Collin. Foundations for Microwave Engineering. New York : McGraw-Hill, pp.183-190 1966.
- [3] 石原藤夫, "스트립線路に用いられる 2.3의基本回路について", 日本電氣通信研究報告書, PP.1-11, Dec. 1969.
- [4] 高橋道晴, "傳送機器の各種特性について", URO電子工業研究報告書, Oct.1988.10.
- [5] E.M.T.Johes and J.T.Bolljahn, "Coupled-Strip Transmission Line Filters and Directional Couplers" , IRE Trans. PGMTT-4, PP.75-81, 1956.
- [6] J.K.Shimizu and E.M.T.Johes, " Coupled-Transmission Line Directional Couplers ". IRE Trans. PGMTT-6, PP. 403-410, 1958.

[7] J.Reed and G.Wheeler. "A Method of Analysis of Symmetrical Four-Part Networks", IRE Trans. PGM-TT-4, PP. 246-252, 1956.

[8] W.L.Firestone. " Analysis of Transmission Line Directional Couplers ", Proc. IRE 42, PP.1529-1538, 1954.

[9] George L. Matthaei- Leo Young, E.M. T.Jones, Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures, New York: McGraw-Hill, ch13, 1964.

[10] Harlan Howe, JR. "Stripline Circuit Design." Artech House Books, ch.4-5, 1974.

[11] Dong Il Kim, Michiharu Takahashi, Kiyomichi Araki, Yoshiyuki Natio, " Optimum Design of the Power Dividers with Ferrite Toroids for CATV and/or MATV Systems ", IEEE Trans.on Consumer Electronics, Vol.CE-29, No. 1, PP.27-38, 1983.

[12] 김 동일, 정 세모, " CATV 및 MATV시스템 용 고밀도 결합간격의 신호분기기에 관한 연구", 대한전자공학회 논문지 제 11권 제 2호, PP.53-59, 1987.

著 者 紹 介



金 東 一(正會員)

1952年 2月 26日生. 1975年 2月 한국해양대학 항해학과 졸업(공학사). 1977年 2月 한국해양대학 대학원 전파공학전공(공학석사). 1984年 3月 일본 동경공업대학 대학원 전자공학전공(공학박사). 1975年 3月 ~ 1993年 9月 한국해양대학교 조교-부교수. 1993年 10月 ~ 현재 한국해양대학교 전파공학과 교수(학과장). 주관심 분야는 마이크로파 및 밀리미터 파회로의 설계, CATV 전송회로의 광대역/고성능 설계, 고성능 전파흡수체의 개발 및 EMI/EMC 등임.

閔 庚 植(正會員)

1964年 1月 22日生. 1989年 2月 한국해양대학 전자통신공학과 졸업(공학사). 1991年 2月 한국해양대학 대학원 전자통신공학전공(공학석사). 1990年 9月 ~ 1992年 2月 부산전문대학 전자통신과 시간강사. 1992年 9月 ~ 1993年 2月 동의공업전문대학 전자통신과 시간강사. 1993年 1月 ~ 9月 고등기술연구원 연구원. 1993年 10月 ~ 현재 일본동경공업대학 대학원 전기전자공학과 재학중(박사과정). 주관심 분야는 마이크로파회로의 설계, 안테나 공학, 이동/위성 통신, B-ISDN 등임.

鄭 世 讓(正會員)

1936年 9月 4日生. 1959年 2月 한국해양대학 항해학과 졸업(이학사). 1967年 2月 연세대학교 전기공학과 졸업(공학사). 1971年 2月 연세대학교 대학원 전자공학전공(공학석사). 1976年 9月 일본동경공업대학 대학원 전자공학전공(공학박사). 1960年 4月 ~ 1963年 8月 해군한국함대 항해부장. 1964年 10月 ~ 현재 한국해양대학 교수. 주관심 분야는 마이크로파 및 안테나 설계, 전파향법의 성능향상 분야, 전파흡수체 개발분야 등임.