

# CATV 및 MATV 시스템용 고밀도 결합간격의 약결합형 신호분배기에 관한 연구

## (A Study on the Weakly-Coupled Tap-off with High Density of Coupling Intervals for CATV and/or MATV Systems)

金 東 一\* 鄭 世 謨\*

(Dong Il Kim and Se-Mo Chung)

### 要 約

CATV 및 MATV 시스템용 고밀도 결합간격의 약결합형 신호분배기의 설계법을 제안하여, 종래의 분기기에 비하여 대단히 조밀한 간격으로의 신호분배를 가능하게 하고 있다. 또, 일반화된 형식의 신호분배기를 약결합 2-방향 분기기로 구성하기 위한 설계이론 및 주파수특성의 해석법을 설명하고 있다.

나아가서, 실제로 설계, 제작한 회로의 주파수특성의 이론치 및 실측치를 비교하여 서로 잘 일치함을 보임으로써, 제안한 설계법 및 해석법의 타당성을 입증하고 있다.

### Abstract

This paper describes the design theory of a weakly-coupled Tap-off with high density of coupling intervals for CATV and/or MATV systems, by which the degree of freedom in design and density of coupling intervals are significantly increased compared with the intrinsic one. It is also described how a 2-way power divider (Tap-off) is constructed in the generalized type.

Furthermore, the practical measurements of the frequency characteristics for a fabricated circuit show very good agreements with theoretical results, and, hence, the validity of the proposed design and analyses methods are confirmed.

### I. 서 론

유선 TV(Cable television system)은 1949년경 미국에서 개시된 이래, 미국을 비롯한 캐나다, 유럽 등에서는 전토에 실시되고 있으며,<sup>1)</sup> 최근 일본, 한국 등에서도 활발히 추진되고 있다. 또, 무선 TV의 난시청

지역 및 아파트, 병원 등에서는 MATV(master antenna television) 방식이 보급되어 있다. 이와 같은 CATV 및 MATV 시스템은 급속한 발전을 계속하고 있는 한편, 그 기술적인 요구도 점차 엄격해져 가고 있다. 특히, channel 수의 증가에 따른 기술적 문제, CATV를 bi-direction으로 사용하는 데에 따른 기술의 개발, 인공위성으로 부터의 중계 및 광 fiber 통신의 응용등의 기술 개발이 진행되고 있다.

CATV 또는 MATV 시스템의 channel 수를 증가시키고, 또한 화질이 좋은 화면정보를 전송하기 위한 중요한 기본소자로는 신호분리기(Tap-off 또는 TAP unit) 및 신호분배기(power splitter)가 있다. 지금까지의 CATV 시스템의 신호분배 방식은, 각 가입자를

\*正會員, 韓國海洋大學 電子通信工學科

(Dept. of Electronic and Communication Engineering, Korea Maritime Univ.)

接受日字: 1987年 6月 29日

(※ 본 연구는 1986年度 韓國産學協同財團과 Cony 電子株式會社의 공동분담제도에 의한 연구지원에 의하여 이루어졌음.)

지나는 cable이 지선(feeder)으로 되고, 지선에는 Tap-off가 적당한 간격(예를 들면 50m)으로 종속 설치되어 있다. Tap-off에는 결합도가, 예를 들어 25, 19, 14, ..., 6, 4dB의 series의 것이 발매되어, 신호의 강도에 맞추어 사용하고 있다. 또한, Tap-off에는 splitter라 불리는 분배기가 부속되어 있어 4 가닥의 drop line이 나와 있으며, 이것은 각 가입자의 TV set에 신호를 전송하는 역할을 한다.

종래부터 사용되어 오고 있는 Tap-off에는 그림 1의 형식이 있으며, 그림 1(a)는 약 8dB 이하의 낮은 결합도(약결합)의 분기를 행하는 데에, 그림 1(b)는 8dB 이상의 높은 결합도(강결합)의 분기를 행하는 데에 사용되어 오고 있다.<sup>1)</sup> 그러면서도, 이들 회로는 단지 실험적, 경험적으로 제작되어 왔으며, 이론적인 해석 또는 엄밀한 설계법이 확립되어 있지 않았다. 최근 이들 회로에 관한 이론해석 및 설계법이 검토된 바 있으나,<sup>2)</sup> 약결합형 분기기에 있어서의 변성기를 구성하는 코일의 권선수는 단지 이산적인 값, 즉 0.5 또는 1.0의 정수배로 밖에 실현될 수 없으므로, 결합도의 자유로운 선택이 불가능하고 따라서 제한된 결합도 밖에 얻어질 수 없다.

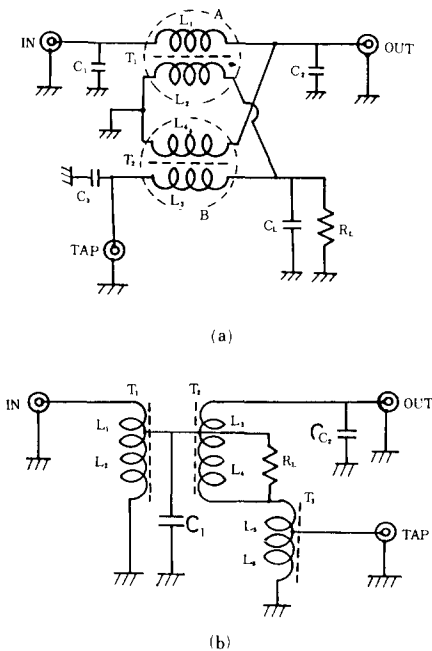


그림 1. 종래형식의 TAP unit  
 (a) 약결합형 전력분배기  
 (b) 강결합형 전력분배기  
**Fig. 1.** Conventional type TAP units.  
 (a) Weakly-coupled tap-off.  
 (b) Tightly-coupled tap-off.

따라서, 본 연구에서는 보조 변성기가 부가된 약결합형 신호 분기기를 제안하여, 설계의 자유도를 높임으로써 상당히 조밀한 결합간격의 회로구성이 가능해짐을 밝히고, 그 설계법을 제안한다. 한편, 다선조 이상변성기와 저항만으로 구성되는 일반화된 n-방향 전력분배기를 Tap-off로 사용하는 경우의 회로구성 방법을 설명한다.

나아가서, 제안한 신호분기기에 대한 주파수특성을 이론적으로 계산하여, 실제로 설계, 제작한 회로의 측정치와 비교 검토함으로써, 제안한 설계이론 및 특성해석법의 타당성을 확인한다.

II. 설계이론

1. 고밀도 결합간격의 약결합형 신호분기기

그림 1(a)에 나타낸 회로의 이론해석에서 반사손실 20dB 이하의 특성을 얻기위한 결합도의 한계는 6.2dB로 추정되었으나,<sup>2)</sup> 후술하는 바와 같이 근사도를 높이면 그 한계치는 7.78dB임을 알 수 있다. 즉, 임의의 권선수(비)가 실현 가능하다고 하면 적어도 7.78dB 이하의 결합도를 가지는 신호분기기가 모두 구성 가능하게 된다. 그러나, 코일의 권선수는 정수(또는 반정수)의 이산적인 값 밖에 실현될 수 없으므로 모든 결합도가 얻어질 수 있는 것이 아니라, 역시 이산적인 값 밖에 얻어질 수 없다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여, 그림 2와 같이 새로운 보조변성기를 삽입하면<sup>3)</sup> 실현할 수 있는 결합도의 간격을 대폭 좁힐 수 있음을 밝히고, 그 설계법을 설명한다.

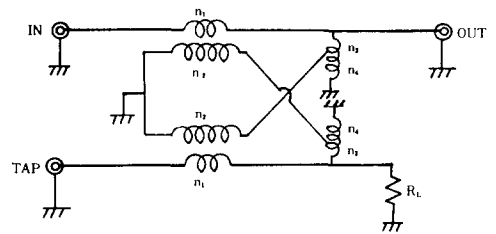


그림 2. 고밀도 결합간격의 약결합형 신호분기기  
**Fig. 2.** Weakly-coupled tap-off with high density of couplings to TAP.

그림 2에 나타내는 신호분기기를 구성하는 주변성기 및 보조변성기의 권선비를 각각  $r_1$  및  $r_2$ 라 하고식(1)과 같이 놓자.

$$\begin{aligned} r_1 &= n_1/n_2 \\ r_2 &= n_3/n_1 \end{aligned} \tag{1}$$

또 각각의 권선의 inductance는 다음과 같이 놓을 수 있다.

$$\begin{aligned} L_1 &= \mu L_0 n_1^2, & L_2 &= \mu L_0 n_2^2, \\ L_3 &= \mu L_0' n_3^2, & L_4 &= \mu L_0' n_4^2 \end{aligned} \quad (2)$$

여기서,  $L_0$  및  $L_0'$ 은 ferrite core의 기하학적 구조에 의하여 정해지는 상수이며, 투자율  $\mu$ 는 식(3)으로 근사할 수 있다.<sup>11)</sup>

$$\mu = 1 + \frac{K}{1 + jf/f_m} \quad (3)$$

단, K: DC 또는 초투자율,

f: 주파수

$f_m$ : 완화주파수 (relaxation frequency)

문헌[3]에 기술한 바와 같이, 회로중의 각 변성기는 5 - 500MHz의 주파수대에서 이상변성기로 근사할 수 있으므로, 그림 2의 회로에 대한 산란행렬의 각 요소를 구하면 식(4)와 같다.

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{-r_1^2(1+r_2)^2 + \{(1+r_2)^2 - r_1^2\} \tilde{R}_L}{D} \\ &\quad + \frac{(1+r_2)^2 \{r_1^2 - (1+r_2)^2\} \tilde{R}_L}{D} \\ S_{22} &= \frac{\{3r_1^2(1+r_2)^2 - r_1^2\} \tilde{R}_L - r_1^2(1+r_2)^2}{D} \\ S_{33} &= \frac{(1+r_2)^2 \{r_1^2 - 2(1+r_2)^2\} + \{(1+r_2)^2 - r_1^2\}^2}{D} \\ &\quad + \frac{(1+r_2)^2 - r_1^2(1+r_2)^2 \tilde{R}_L}{D} \\ S_{12} = S_{21} &= \pm \frac{2(1+r_2)^2 \{(r_1^2 - (1+r_2)^2) \tilde{R}_L - (1+r_2)^2\}}{D} \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} S_{13} = S_{31} &= \pm \frac{2(1+r_2)^2 r_1 (\tilde{R}_L + 1)}{D} \\ S_{23} = S_{32} &= \pm \frac{2\{r_1(1+r_2)^2 - r_1(1+r_2)\} \{(1+r_2)^2 - r_1^2\} \tilde{R}_L}{D} \end{aligned}$$

단,  $\tilde{R}_L = R_L/R_0$ ,

$$D = (1+r_2)^2 \{2(1+r_2)^2 + r_1^2\} + \{2(1+r_2)^2 - r_1^2(1+r_2)^2 + r_1^2\} \tilde{R}_L$$

$R_0$ 는 external line의 특성 임피던스

식(4)에서, 완전 isolation 및 정합의 조건은

$$\begin{aligned} r_1 &= 0 \\ \tilde{R}_L &= 1 \end{aligned} \quad (5)$$

이며, 이때  $S_{11} = S_{22} = S_{33} = 0, S_{12} = 1, S_{13} = S_{23} = 0$ 로 되어 이 회로는 trivial circuit가 되어버린다.

따라서, 이 회로에 요구되는 반사 및 isolation 특성을 고려하여,

$$F \triangleq S_{11}^2 + S_{22}^2 + S_{33}^2 + S_{12}^2 \quad (6)$$

의 평가함수를 최소로 하는 흡수저항(isolation resist-

tance)  $\tilde{R}_L$ 의 최적치를 식(7)에 의하여 구한다.

$$\partial F / \partial \tilde{R}_L = 0 \quad (7)$$

식(7)을 만족시키는  $\tilde{R}_L$ 의 최적치는 단 하나 존재하며, 식(8)로 표현된다.

$$\tilde{R}_L = \frac{8 - 4x^2 + 6x^4 - x^6 + x^8}{8 - 12x^2 + 19x^4 - 7x^6 + x^8} \quad (8)$$

단,  $x = r_1 / (1+r_2)$ .

$r_1^2 \ll 1$  이므로,<sup>11)</sup>  $r_1$ 에 관한 4차 이상의 항을 무시하면 규격화 최적 흡수저항  $\tilde{R}_L$ 는 다음과 같이 된다.

$$\tilde{R}_L = \frac{2-x^2}{2-3x^2} = \frac{2(1+r_2^2) - r_1^2}{2(1+r_2^2) - 3r_1^2} \quad (9)$$

식(9)를 식(4)에 대입하고 같은 근사를 행하면 식(10)이 얻어진다.

$$\begin{aligned} S_{11} &\approx -\frac{x^2}{2(1-x^2)} = \frac{-r_1^2}{2\{(1+r_2^2) - r_1^2\}} \\ S_{22} &= -S_{11} \\ S_{33} &\approx 0 \\ S_{12} &\approx \frac{2-3x^2}{2(1-x^2)} = \frac{2(1+r_2^2) - 3r_1^2}{2\{(1+r_2^2) - r_1^2\}} \\ S_{13} &\approx x = \frac{r_1}{1+r_2} \\ S_{23} &\approx 0 \end{aligned} \quad (10)$$

보조변성기의 극성을 고려하면, 식(8)에서  $r_2$ 가 취할 수 있는 값은  $+r_2$  및  $-r_2$ 의 두개가 존재하지만,  $x$ 의 값이 작은 쪽이 반사특성은 현저하게 좋으므로 당연히  $+r_2$ 를 택해야 한다. 또, 허용되는 반사계수의 최대치가 지정된 때에 얻어질 수 있는 최대의 분기율(coupling) 및 그때의  $x$ 의 값을 표 1에 나타낸다.

그림 2에 제안한 분기기를 종래의 약결합형 신호 분기기와 비교하면 다음과 같다. 즉, 종래 형식의 분기기의 권선비 r 대신에 권선비  $r_1$  및  $r_2$ 를 동시에 조정하여  $r_1/(1+r_2)$ 에 의하여 분기율(결합도)을 선택할 수 있으므로 그 결합간격을 극도로 좁힐 수 있다. 따라서, 이 회로를 여기서는 개량된 약결합형 신호분기기 또는 고밀도 결합간격의 약결합형 신호분기기라 한다.

표 2는 권선비  $r_1$  및  $r_2$ 의 조합에 의하여 얻어지는 결합도 및 그 때의 최적 흡수 저항의 값을 나타낸 예이

표 1. 지정된 반사계수에 대한 최대분기율 및 x값  
Table 1. Maximum obtainable degree of coupling & x when the maximum reflections of  $S_{11}$  and  $S_{22}$  are specified.

| Specified $S_{11}$ and $S_{22}$ | Maximum Degree of   $S_{11}$   Coupling | x      |
|---------------------------------|---|--------|
| 30dB                            | 12.256dB                                | 0.2439 |
| 25dB                            | 9.953dB                                 | 0.3180 |
| 20dB                            | 7.782dB                                 | 0.4082 |

다. 개량된 약결합형 신호분기기에 있어서는 권선비가 이산적인 값밖에 취할 수 없다하더라도 상당히 조밀한 결합간격의 회로설계가 가능해짐을 알 수 있다.

표 2.  $r_1$  및  $r_2$ 의 조합에 의한 결합도 및 최적 흡수저항

Table 2. Obtainable couplings & opt. isolation resistance  $R_L$  according to the combinations of  $r_1$  and  $r_2$ .

| FOR $r_1 = .33333 (1 : 3)$ |          |         |
|----------------------------|----------|---------|
| $r_2$                      | COUPLING | OPT. RL |
| .00000 (1 : **)            | 9.54243  | 85.000  |
| .11111 (1 : 9)             | 10.45757 | 82.803  |
| .12500 (1 : 8)             | 10.56548 | 82.583  |
| .14286 (1 : 7)             | 10.70226 | 82.313  |
| .16667 (1 : 6)             | 10.88136 | 81.977  |
| .20000 (1 : 5)             | 11.12605 | 81.545  |
| .25000 (1 : 4)             | 11.48063 | 80.970  |
| .33333 (1 : 3)             | 12.04120 | 80.172  |
| .50000 (1 : 2)             | 13.06425 | 79.000  |
| FOR $r_1 = .25000 (1 : 4)$ |          |         |
| $r_2$                      | COUPLING | OPT. RL |
| .00000 (1 : ***)           | 12.04120 | 80.172  |
| .11111 (1 : 9)             | 12.95635 | 79.109  |
| .12500 (1 : 8)             | 13.06425 | 79.000  |
| .14286 (1 : 7)             | 13.20104 | 78.866  |
| .16667 (1 : 6)             | 13.38014 | 78.699  |
| .20000 (1 : 5)             | 13.62482 | 78.482  |
| .25000 (1 : 4)             | 13.97940 | 78.191  |
| .33333 (1 : 3)             | 14.53997 | 77.784  |
| .50000 (1 : 2)             | 15.56303 | 77.174  |
| FOR $r_1 = .20000 (1 : 5)$ |          |         |
| $r_2$                      | COUPLING | OPT. RL |
| .00000 (1 : **)            | 13.97940 | 78.191  |
| .11111 (1 : 9)             | 14.89455 | 77.554  |
| .12500 (1 : 8)             | 15.00245 | 77.488  |
| .14286 (1 : 7)             | 15.13924 | 77.407  |
| .16667 (1 : 6)             | 15.31834 | 77.306  |
| .20000 (1 : 5)             | 15.56303 | 77.174  |
| .25000 (1 : 4)             | 15.91760 | 77.997  |
| .33333 (1 : 3)             | 16.47817 | 76.746  |
| .50000 (1 : 2)             | 17.50123 | 76.370  |

2. 일반화된 형식의 신호분기기

약결합형 신호분기기는 TAP에의 결합도에 한계를 가지고 있으며, 더우기 정합도에 있어서도 그 한계가 있다. 그러나, 일반화된 형식의 신호분기기<sup>[4]</sup>는 그러한 제한을 가지고 있지 않으므로, 약결합을 위한 2-방향 전력분배기(Tap-off)로 사용할 경우에 약결합형 분기기보다 효율적인 회로가 될 것으로 기대된다.

일반화된 형식의 2-방향 전력분배기는 그림 3의 회

로구성에 의하여 실현되며,<sup>[4]</sup> 이 때의 다선조 변성기를 구성하는 코일의 권선비 행렬[T]는 식(11)로 주어진다.

$$[T] = \begin{bmatrix} t_1 & \pm t_2 \\ t_2 & \mp t_1 \end{bmatrix} \tag{11}$$

식(11)로 나타내지는 권선비를 가지는 그림 3의 회로는 이상적인 2-방향 전력분배기로서 동작하게 되며,<sup>[4-10]</sup> 그 때의 산란행렬 [S]는 식(12)와 같이 된다.

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & t_1 & t_2 \\ t_1 & 0 & 0 \\ t_2 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{12}$$

따라서, 임의의 권선비의 다선조 이상변성기가 실현된다면, 이상적인 2-방향 전력분배기의 설계가 가능하게 되어 이것을 신호분기기로 사용할 수 있게 되며, 그림 3의 회로는 하이브리드 코일(hybrid coil)을 일반화한 것으로 볼 수 있다.

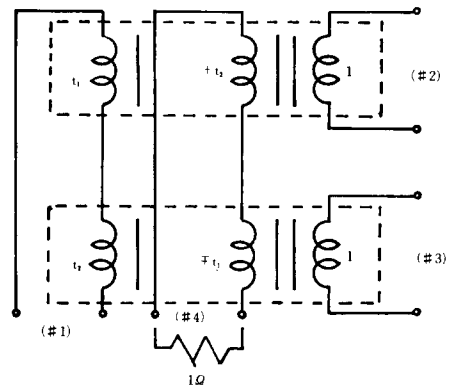


그림 3. 일반화된 형식의 2-방향 신호분기기  
Fig. 3. Generalized type 2-way power divider used for a tap-off.

III. 주파수특성의 해석

1. Immittance matrices

그림 2 및 그림 3에 나타난 신호분기기의 주파수 특성을 해석하기 위하여, 이들 회로를 구성하는 각 회로 소자를 집중정수 소자로 가정하고,<sup>[1]</sup> 우선 admittance 행렬 또는 impedance 행렬을 계산한다.

그림 2에 나타난 약결합형 신호분기기에 있어서, 원리상의 동작특성에는 영향을 미치지 않지만, 특성의 보상을 위해 부가적으로 IN, OUT, TAP 및 R과 병렬 삽입하는 커패시터를 각각  $C_1, C_2, C_3$  및  $C_L$ 이라 하고 문헌[3]과 같은 방법으로 admittance 행렬 [Y]를 계산한다.

한편, 그림 3에 나타난 일반화된 형식의 2-방향전

력분배기에 있어서, 상단의 다선조변성기를 구성하는 각 코일의 inductance를 각각  $L_{11}, L_{12}$  및  $L'_1$ 이라 하고, 하단의 것을 각각  $L_{21}, L_{22}$  및  $L'_2$ 이라 하자. 상단 또는 하단의 다선조 변성기에 있어서의 상호 인덕턴스를 각각  $M_{112}, M_{113}, M_{123}(i=1 \text{ for upper multi-winding transformer, } i=2 \text{ for lower one})$  등으로 표현하면

$$M_{1jk} = M_{kj} \quad (13)$$

의 관계가 있으며, 여기서  $j, k$ 는 1, 2,  $i'$ 의 값을 취한다. 또, 상단과 하단의 변성기를 구성하는 coil 사이의 결합은 무시한다. 편의상, 그림 3의 회로에 있어서의 port number (#1, 2, 3, 4)를 (#1,  $'$ , 2', 2)로 바꾸면, 이 때의 전압과 전류 사이의 관계는 식(14)와 같다.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I' \end{bmatrix} \quad (14)$$

단,

$$V' = \begin{bmatrix} V'_1 \\ V'_2 \end{bmatrix} \quad I' = \begin{bmatrix} I'_1 \\ I'_2 \end{bmatrix}$$

$$Z_{11} = j\omega(L_{11} + L_{21})$$

$$Z_{12} = Z_{21} = j\omega(M_{112} + M_{113})$$

$$Z_{13} = Z'_{13} = \begin{bmatrix} j\omega M_{111}' \\ j\omega M_{112}' \end{bmatrix}$$

$$Z_{22} = j\omega(L_{22} + L_{21})$$

$$Z_{23} = Z'_{23} = \begin{bmatrix} j\omega M_{211}' \\ j\omega M_{212}' \end{bmatrix}$$

$$Z_{33} = \begin{bmatrix} j\omega L'_1 & 0 \\ 0 & j\omega L'_2 \end{bmatrix}$$

port-2, 즉 본래의 port-4를  $R_0$ 로 종단하면

$$V_2 = -R_0 I_2 \quad (15)$$

이므로 식(14), (15)로부터 임피던스 행렬  $[Z]$ 는 식(16)이 된다.

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_{11} - Z_{12}(R_0 + Z_{22})^{-1}Z_{21} \\ Z_{31} - Z_{32}(R_0 + Z_{22})^{-1}Z_{21} \\ Z_{13} - Z_{12}(R_0 + Z_{22})^{-1}Z_{23} \\ Z_{33} - Z_{32}(R_0 + Z_{22})^{-1}Z_{23} \end{bmatrix} \quad (16)$$

2. 주파수 특성

어드미턴스 행렬  $[Y]$  또는 임피던스 행렬  $[Z]$ 로부터 산란행렬  $[S]$ 는 다음 식(17)로부터 쉽게 구해진다.

$$[S] = \{Z_0[Y] + [U]\}^{-1} \{[U] - Z_0[Y]\} \quad (17a)$$

$$\text{또는 } [S] = \{[Z] + Z_0[U]\}^{-1} \{[Z] - Z_0[U]\} \quad (17b)$$

여기서,  $Z_0 (=R)$ 는 외부선로의 특성 임피던스이며,  $[U]$ 는 단위행렬이다.

그림 4는 II장에서 설계된 표 2에 있어서의 분기용 14dB( $r_1=0.25, r_2=0.25$  및  $R_L=78.2\Omega$ )의 설계치를 사용한 경우의 고밀도 결합간격의 약결합형 신호분기

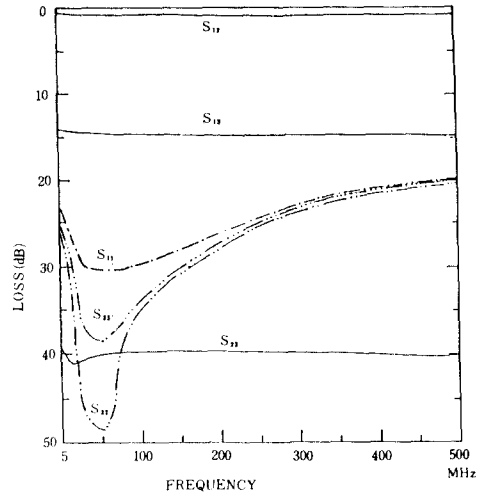


그림 4. 고밀도 결합간격의 14dB 신호분기기의 이론적 주파수 특성

Fig. 4. Theoretical frequency characteristics of the weakly-coupled tap-off with high coupling density, the coupling of which is of 14dB to TAP.

기에 대한 주파수 특성을 식(17a)에 의하여 계산한 것이다. 여기서,  $L_0 n_0^2 = L_0 n_0^2 = 0.004452\mu H$ 로 하였으며,  $K=500, f_m=6.0, C_1=C_2=C_3=C_L=0.3pF$ 로 하였다.

한편, 그림 5는 일반화된 형식의 2-방향 신호분배 회로를 14dB용 분기기로 사용할 경우의 주파수 특성

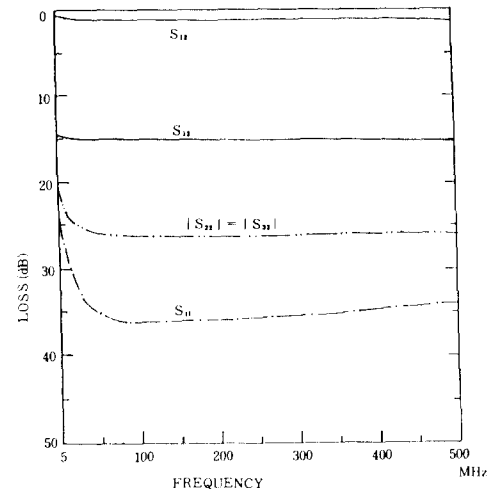


그림 5. 일반화된 형식의 14dB 신호분기기의 이론적 주파수 특성

Fig. 5. Theoretical frequency characteristics of the generalized type tap-off with the coupling of 14dB.

을 식 (17b)에 의해 계산한 것으로, 이 때의 다선조 변성기의 권선비는 상단이 1:5:5, 하단이 5:1:5이다. core의 투자율을 1로 하였을 때 1T당 코일의 인덕턴스는 0.001113 $\mu$ H로 하고, K=10 1000,  $f_m=3.0$ MHz으로 하였다.

그림 4와 그림 5에서, 분기율은 양쪽 모두 약 14dB로 되어 있으며, insertion loss는 약 0.7-1.0dB 정도이다. 반사계수 및 isolation은 모두 25dB 이하로 양호함을 알 수 있다. 그림 5에 있어서 이론적 isolation은 310dB 이하이므로 표시하지 않았으며,  $|S_{22}| = |S_{33}|$ 이다.

IV. 실험결과

고밀도 결합간격의 약결합형 신호분기기 및 일반화된 형식의 2-방향 신호분기기의 설계이론 및 주파수 특성 해석법의 타당성을 확인하기 위하여 일반화된 형식의 2-방향 신호분기기로서 TAP에의 결합도가 14 dB인 분기기를 제작하여 주파수 특성을 측정하였다. 실제로 제작한 회로 구성은 그림 6과 같으며, 여기에 사용한 ferrite core는 DL-2 opw 7-3.5-3-1.2H2이다.

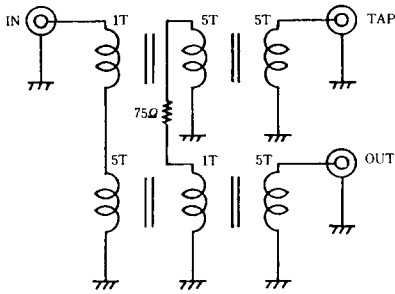


그림 6. 일반화된 형식의 14dB 신호분기기회로  
 \*Coil 5T : polyurethane wire 0.2mm $\phi$   
 Coil 1T : polyurethane wire 0.29mm $\phi$

Fig. 6. Generalized type tap-off with the coupling of 14dB constructed and tested.

그림 7은 설계, 제작한 TAP에의 결합도가 14dB인 신호분기기의 주파수 특성을 나타낸다. 여기서, 제안한 회로는 5-500MHz의 주파수대에서 대단히 우수한 특성을 나타내고 있으며, 이는 종래 형식의 신호분기기의 특성에 비하여 훨씬 양호함을 알 수 있다. 더욱이, 그림 7에 나타난 주파수 특성의 실측치는 그림 5에 나타난 주파수 특성의 이론치와 잘 일치하고 있으며, 따라서 본 논문에 제안한 신호분기기의 설계이론 및 주파수 특성의 해석법의 타당성이 입증되었다.

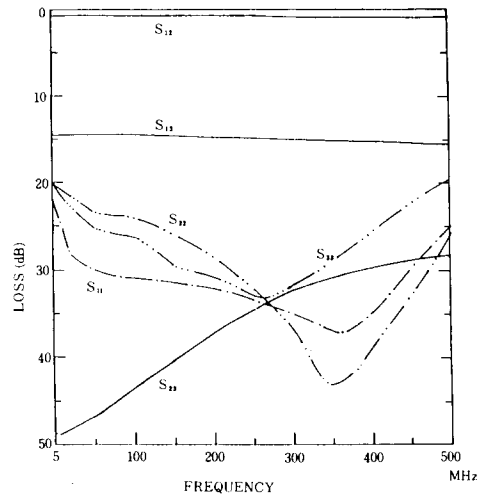


그림 7. 일반화된 형식의 14dB 분기기의 실측 주파수 특성

Fig. 7. Experimental frequency characteristics for the generalized type tap-off with coupling of 14dB shown in Fig. 6.

V. 결 론

CATV 및 MATV 시스템용 종래의 약결합형 신호분기기에 보상변성기를 부가한, 고밀도 결합간격의 약결합형 신호분기기를 제안하여 설계의 자유도를 높임과 동시에, 다선조 변성기 및 저항만을 사용한 일반화된 형식의 2-방향 신호분기기의 설계법을 제안하였다.

나아가서, 설계한 신호분기기의 주파수특성의 계산 방법을 제안하여 이를 이론적으로 계산하고, 실제 제작한 회로의 주파수 특성의 측정치와 비교하여 서로 잘 일치함을 확인함으로써 본 논문에 제안한 설계이론 및 특성해석법의 타당성을 입증하였다.

參 考 文 獻

[1] A.S. Taylor, "Technical performance of community antenna television systems", *IEEE Trans. Broadcasting*, vol. BC-12, no. 1, pp. 43-47, Jun. 1966.  
 [2] 倉石源三郎, "'米國における CATVの現状" *日本電子通信學會誌*, vol. 53, no. 1, pp. 16-21, Jan. 1970.  
 [3] Dong Il Kim, et al., "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, Feb. 1983.

- [4] 김동일 외, "CATV 및 MATV 시스템용 개량된 약결합 전력분배기와 일반화된 n-분기 전력분배기의 설계에 관한 연구," 대한전자공학회 논문지, 제24권 제 1 호, pp. 115-122 (1987. 1).
- [5] Y. Natio, "Formulation of frequency dispersion of permeability." *Trans. IECE of Japan*, vol. 59-C, pp. 297-304, May 1976.
- [6] Dong Il Kim, "Design of generalized n-way power divider for CATV and/or MATV systems", *IEEE Trans. Consumer Electronics*, vol. CE-32, no. 2, pp. 116-121, May 1986.
- [7] H.J. Carlin et al., *Network Theory: An Introduction to reciprocal and nonreciprocal circuits*, Prentice-hall, Englewood Cliffs, N.J., ch. 4, 1964.
- [8] Y. Oono and K. Yasuura, "Synthesis of finite passive 2n-terminal networks with prescribed scattering matrices", *Annales des Telecommunication*, vol. 9, pp. 73-80, 1954.
- [9] D.C. Youla, "Single frequency synthesis from a prescribed scattering matrix", *IRE Trans. on Circuit Theory*, vol. CT-4, pp. 340-344, Dec. 1959.
- [10] A.A.M. Saleh, "Theorems on match and isolation in multiport networks", *IEEE Trans. on MTT*, vol. 28, no. 4, pp. 428-429, Apr. 1980.