

CATV신호전송용 Tap-off의 고성능 설계법에 관한 연구

正會員 金 東 一* 正會員 金 正 勳** 正會員 鄭 世 謨*

A Study on Design Method of Tap-off with High Performance for CATV Transmitting Circuits.

Dong Il Kim*, Jeoung Hoon Kim**, Se-Mo Chung* *Regular Members*

※이 연구는 92년도 한국과학재단 연구비 지원(과제번호 : 92-09-00-01-2)에 의한 결과임

要 約

종래부터 CATV 및 MATV시스템에서 신호전송용으로 널리 사용되고 있는 Tap-off는 단지 경험적·실험적으로 제작되어 왔으며, 이론적인 해석이나 엄밀한 설계법이 확립되어 있지 않았기 때문에 그 성능에 있어서도 대역폭이 좁거나 분기특성이 나쁜 문제점이 있었다. 따라서, 본 논문에서는 원형의 약결합형 신호분기기에 보조변성기가 부가된 변형된 약결합형 신호분기기를 제안하여 설계의 자유도를 높임으로써 대단히 조밀한 결합간격의 회로구성이 가능함을 밝히고, 또한 이들에 대한 이론적 주파수특성을 계산하여 실험치와 비교함으로써 제안한 설계법의 타당성을 확인하였다.

ABSTRACT

The conventional weakly-coupled tap-off for CATV and/or MATV transmitting circuits has been fabricated empirically and experimentally. So, the theoretical analysis or the design method of the conventional one has not been established, the characteristics of which were not good.

To solve these problems, we have proposed a modified weakly-coupled freedom in design. This paper describes the design theories and analysis method of the theoretical frequency characteristics of a Modified Weakly-coupled Tap-off with high density of coupling intervals for CATV and/or MATV system. From the theoretical analysis it has been shown that the frequency characteristics of the tap-off proposed here are improved much in comparison with the conventional one.

Furthermore, the practical measurements of frequency characteristics for the fabricated circuits show agreement with the theoretical results, and hence, the validity of the proposed design and analysis methods has been confirmed.

* 한국해양대학교 전자공학과
Dept. of Radio Sciences and Engineering, Korea Maritime Univ.

** 한국해양대학교 전자통신공학과
論文番號 : 93148
接受日字 : 1993年 8月 11日

I. 서 론

CATV시스템은 발전된 사회의 건설을 위해 지시각각으로 변하는 정보의 신속한 전달과 공유라는 측면에서 정보시대라 불리는 현대사회의 요구에 따라 선진국에서 급진적으로 발전해 왔으며, 방송위성을 이용한 DBS(Direct Broadcasting Satellite System) 및 HDTV등장 등으로 각종 정보전송회로의 광대역화 및 고상능화라는 해결되어야 할 중요한 과제중의 하나로 부각되고 있다. 또한 CATV는 기존방송의 특성인 영상분자 정보의 대량전달이 가능하고 전기통신의 장점인 양자간 정보소통이 가능한 쌍방향 정보전송을 동시에 만족시켜줄 수 있을 뿐 아니라, 근년에 대중화 추세에 있는 컴퓨터가 첨가되어 정보화사회를 추구하는 현대사회에 미치는 영향과 발전을 날이 갈수록 그 중요성이 더해가고 있다.

우리나라도 91년도 봄 KT가 최초로 위성 또는 CATV 시범사업국을 개국하여 시험방송운용중에 있다. 이처럼 새로운 뉴미디어로서 각광 받고 있는 CATV시스템 및 종합유선망의 도입이 강력히 요구되는 현 시점에서 이에 따른 기술적 요구도 점차 엄격해가고 있다. 종래에는 외국의 경우에는 수보 5~600MHz대의 주파수대를, 국내의 경우에는 5~600MHz대를 각각 사용하였지만 방송위성을 이용한 DBS의 확대에 의하여 CATV시스템에 사용하는 주파수대역이 1990년대에는 5~1350MHz 또는 1750MHz까지 확장되고 있으며, 최근 유럽에서는 5~2050MHz까지 요구하는 시기도 있다. 그러나 국내의 기술수준은 5~300MHz대의 파워 디바이더(Power Divider) 제조 기술을 보유하고 있는 정도이며, 국외에서는 5~600MHz대의 파워 디바이더 제조 기술을 보유하고 있으나 이들 모두가 경험적·실험적인 방법이므로 제조하는데 많은 인력과 시간이 소요되는 단점이 있고 또 특성이 일정치 못하여 양호한 화질을 전송하는데 문제가 되고있는 상황에 있다[1].

종래부터 사용되어 오고 있는 Tap-off 또한 단지 실험적, 경험적으로 제작되어 왔으며, 이론적인 해석 또는 엄밀한 설계법이 확립되어 있지 않았다. 최근이들 회로에 관한 이론해석 및 설계법이 검토된 바 있으나, 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 이

외에는 얻어질 수 없다.

따라서, 본 논문에서는 광대역 CATV신호전송용 Tap-off의 광대역화를 위한 기초연구로서 원형의 약결합형 신호분기기에 보조변성기를 부가하여 설계의 자유도를 높임으로써의 대안히 조밀한 결합간격의 회로구성은 가능하게함과 동시에 광대역설계를 시도하였다. 나아가서, 이들에 대한 이론적인 해석 및 주파수특성을 계산하여 실험에 의하여 제안한 설계법의 타당성을 확인하였다.

II. 설계이론

신호분기기를 구성하는 각 변성기의 코일의 권선수는 정수(또는 반정수)의 이산적인 값 밖에 실현될 수 없으므로 모든 결합도가 얻어질 수 있는 것이 아니라, 역시 이산적인 결합도 밖에 얻어질 수 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 그림 1과 같이 새로운 보조변성기를 삽입하면 실현할 수 있는 결합도의 간격을 대폭 좁힐 수 있음을 밝히고, 그 설계법을 설명한다[2][3].

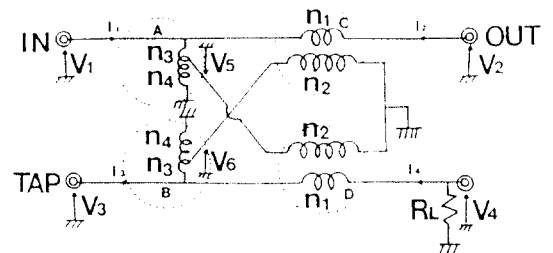


그림 1. IN-TAP단자가 보상된 변형된 약결합형 신호분기기
Fig. 1. A Modified Weakly coupled Tap off with compensated IN Port and TAP Port

2.1 IN-TAP단자가 보상된 변형된 약결합형 신호분기기

부가된 변성기가 이상 변성기라고 가정했을 때 결합·전류 방정식은 다음 식(1)과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{V_2 - V_1}{n_1} &= \frac{-V_6}{n_2} & \frac{V_1 - V_3}{n_1} &= \frac{-V_5}{n_2} & (1) \\ \frac{V_1 - V_5}{n_3} &= \frac{-V_1}{n_1} & \frac{V_3 - V_6}{n_3} &= \frac{-V_6}{n_1} \\ n_1 I_2 &= -n_2 I_6 & n_3 I_4 &= -n_2 I_6 \end{aligned}$$

$$n_3(I_3 + I_4) = -n_4(I_3 + I_4 + I_6)$$

$$n_3(I_1 + I_2) = -n_4(I_1 + I_2 + I_6)$$

여기서, $n_1 - n_4$ 는 transformer를 구성하는 각 코일의 권선수이며, $I_1 - I_4$ 및 $V_1 - V_4$ 는 각각 port 1-4의 전류 및 전압이다.

식 (1)을 이용해 산란행렬의 각 요소를 살펴보면 식 (2)과 같다.

$$S_{11} = \frac{r_1^2(1+r_2)^2 \tilde{R}_L + (1+r_2)^2 [(1+r_2)^2 - r_1^2] - [(1+r_2)^2 - r_1^2]^2}{D}$$

$$S_{22} = \frac{r_1^2(1+r_2)^2 \tilde{R}_L + [(1+r_2)^2 - r_1^2]^2 - (1+r_2)^2 (r_1^2 + (1+r_2)^2)}{D}$$

$$S_{33} = \frac{[(1+r_2)^2 \{3r_1^2(1+r_2)^2\} + (1+r_2)^2 \{2(1+r_2)^2 - r_1^2\} \tilde{R}_L - r_1^4]}{D}$$

$$S_{12} = S_{21} = \pm 2 \frac{(1+r_2)^2 [(1+r_2)^2 \tilde{R}_L + \{(1+r_2)^2 - r_1^2\}]}{D}$$

$$S_{13} = S_{31} = \pm 2 \frac{r_1(1+r_2)^3(1+\tilde{R}_L)}{D}$$

$$S_{23} = S_{32} = \pm 2 \frac{r_1(1+r_2) [\{r_1^2 - (1+r_2)^2\} + (1+r_2)^2 \tilde{R}_L]}{D}$$

단, $\tilde{R}_L = \frac{R_L}{R_o}$, $r_1 = \frac{n_1}{n_2}$, $r_2 = \frac{n_3}{n_4}$

$$D = [(1+r_2)^2 \{2(1+r_2)^2 + r_1^2\} \tilde{R}_L + (1+r_2)^2 \{2(1+r_2)^2 - r_1^2\} + r_1^4]$$

R_o 는 external line의 특성임피던스

식 (2)에서 완전 isolation 및 정합의 조건은

$$r_1 = 0 \quad R_L = 1 \quad (3)$$

이며, 이때 $S_{11} = S_{22} = S_{33} = 0$, $S_{12} = 1$, $S_{13} = S_{31} = 0$ 로 되어 이 회로는 trivial circuit가 되어 버린다. 따라서 이 회로에 요구되는 반사 및 isolation 특성을 고려하여

$$F \equiv |S_{11}|^2 + |S_{22}|^2 + |S_{33}|^2 + |S_{23}|^2 \quad (4)$$

의 평가함수를 정의하고, 이 평가함수를 최소로 하는 흡수저항(isolation resistance)의 최적치를 식(7)에 의하여 구한다.

$$\frac{\partial F}{\partial \tilde{R}_L} = 0 \quad (5)$$

식(5)을 만족시키는 R_L 의 최적치는 단 하나 존재하며 식(6)로 표현된다.

$$\tilde{R}_L = \frac{36r_1^4 X^8 - 14r_1^6 X^6 - 24r_1^2 X^{10} + 16X^{12} + 2r_1^{10} X^2}{12r_1^4 X^8 - 2r_1^6 X^6 + 2r_1^8 X^4 + 16X^{12} - 8r_1^2 X^{10}} \quad (6)$$

단, $X = 1 + r_2$

$r_1^2 \ll 1$ 이므로,³¹ r_1 에 관한 4차 이상의 항을 무시하면 근경화 최적 흡수저항 R_L 는 다음과 같다.

$$\tilde{R}_L = \frac{16X^{12} - 24r_1^2 X^{10}}{16X^{12} - 8r_1^2 X^{10}} = \frac{2X^2 - 3r_1^2}{2X^2 - r_1^2} \quad (7)$$

식(7)을 식(2)에 대입하고 근사를 행하면 반사계수 및 투과계수는 식(8)과 같이 정리된다.

$$S_{11} \cong \frac{r_1^2}{2(x^2 - r_1^2)}, \quad S_{22} \cong \frac{r_1^2}{2(x^2 - r_1^2)}, \quad S_{33} \cong 0$$

$$S_{12} \cong \frac{2X^2 - 3r_1^2}{2(x^2 - r_1^2)} \cong S_{22} + 1, \quad S_{13} \cong \frac{r_1}{X}, \quad S_{23} \cong 0 \quad (8)$$

또한 S_{13} 을 C라고 지정했을 때 식(8)은 다음과 같이 된다.

$$S_{11} = \frac{C^2}{2(1-C^2)}, \quad S_{22} = \frac{-C^2}{2(1-C^2)}, \quad S_{33} \cong 0$$

$$S_{12} = \frac{2-3C^2}{2(1-C^2)} = 1 + S_{22}, \quad S_{13} \cong C, \quad S_{23} \cong 0 \quad (9)$$

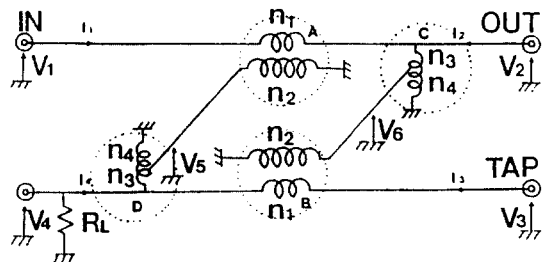


그림 2. TERMINATOR-OUT단자가 보상된 변형된 약결합형 신호분리기

Fig. 2. A Modified Weakly-coupled Tap-off with compensated IN-Port and TAP-Port

2.2 TERMINATOR-OUT 단자가 보상된 변형된 약결합형 신호분기기

그림 2는 종래의 약결합형 신호분기기의 TERMINATOR-OUT단에 보조변성기를 부가한 경우이다. 부가된 변성기가 이상변성기라고 가정했을 때 산란행렬의 각 요소는 다음의 식(10)과 같다.

$$\begin{aligned}
 S_{11} &= \frac{-r_1^2(1+r_2)^2 - r_1^2\{3(1+r_2)^2 - r_1^2\} \tilde{R}_L}{D} \\
 S_{22} &= \frac{r_1^2\{3(1+r_2)^2 - r_1^2\} \tilde{R}_L - r_1^2(1+r_2)^2}{D} \quad (10) \\
 S_{33} &= \frac{(1+r_2)^2\{r_1^2 - 2(1+r_2)^2 + [2(1+r_2)^4 - 3r_1^2(1+r_2)^2 + r_1^4]\tilde{R}_L}{D} \\
 S_{12} = S_{21} &= \pm 2 \frac{(1+r_2)^2\{r_1^2 - (1+r_2)^2\} \tilde{R}_L - (1+r_2)^2}{D} \\
 S_{13} = S_{31} &= \pm 2 \frac{r_1(1+r_2)^3(\tilde{R}_L + 1)}{D} \\
 S_{23} = S_{32} &= \pm 2 \frac{r_1(1+r_2)\{3(1+r_2)^2 - r_1^2\} \tilde{R}_L - (1+r_2)^2}{D} \\
 D &= (1+r_2)^2\{2(1+r_2)^2 + r_1^2\} + [2(1+r_2)^4 - r_1^2(1+r_2)^2 + r_1^4] \tilde{R}_L
 \end{aligned}$$

단, $\tilde{R}_L = \frac{R_L}{R_0}$, $r_1 = \frac{n_1}{n_2}$, $r_2 = \frac{n_3}{n_4}$

R_0 : external characteristic impedance

식(4)를 최소화시키는 \tilde{R}_L 의 최적치는 단 하나 존재하며 식(11)로 표현된다.

$$\tilde{R}_L = \frac{4X^8(2X^4 - r_1^2X^2) + (4X^8 - 4r_1^2X^6)(2X^4 + r_1^2X^2)}{(4X^8 - 8r_1^2X^6)(2X^4 + r_1^2X^2) + (4X^8 - 4r_1^2X^6)(2X^4 - r_1^2X^2)} \quad (11)$$

단, $X = 1 + r_2$

$r_1^2 \ll 1$ 이므로 r_1 에 관한 4차항 이상은 무시된다. 따라서, 식(11)은 다음과 같이 된다.

$$\tilde{R}_L = \frac{2(1+r_2)^2 - r_1^2}{2(1+r_2)^2 - 3r_1^2} \quad (12)$$

식(12)를 식(10)에 대입하고 단사를 행하면 식(13)이 얻어진다.

$$\begin{aligned}
 S_{11} &\approx \frac{-r_1^2}{2(X^2 - r_1^2)}, \quad S_{22} \approx \frac{r_1^2}{2(X^2 - r_1^2)}, \quad S_{33} \approx 0 \\
 S_{12} &\approx \frac{2X^2 - 3r_1^2}{2(X^2 - r_1^2)}, \quad S_{13} \approx \frac{r_1}{X}, \quad S_{23} \approx 0 \quad (13)
 \end{aligned}$$

단, $X = 1 + r_2$

이상에서, 종래 형식의 분기기의 권선비의 권선비 r 대신에 변형된 약결합형 신호분기기는 r_1 와 r_2 의 권선비를 동시에 조정하므로써 비록 권선비가 불연속적으로 일어나도 결합도를 대략히 조절하게 얻을 수 있음을 알 수 있다.

표1은 변형된 약결합형 신호분기기에 있어서 r_1 및 r_2 의 임의의 조합에 의하여 얻어지는 결합도 및 최적 흡수저항을 나타내는 설계표의 예이다.

III. 주파수특성의 해석

1. Imittance Matrices

그림 1 및 그림 2의 신호분기기의 주파수특성을 해석하기 위해서 이들 회로를 구성하는 각 회로소자를 집중정수 소자로 가정하고³⁾, 우선 admittance 행렬 또는 impedance행렬을 계산한다.

각 변성기의 인덕턴스를 각각 L_1, L_2, L_3, L_4 라 하고 각 인덕턴스 사이의 상호 인덕턴스를 M_{12}, M_{34} 등으로 표시하면 그림 1의 어드미턴스 행렬은 식(14)와 같이 나타낼 수 있다.

$$[Y^S] = \begin{bmatrix} Y_{11}^S & Y_{12}^S & Y_{13}^S & Y_{14}^S \\ Y_{21}^S & Y_{22}^S & Y_{23}^S & Y_{24}^S \\ Y_{31}^S & Y_{32}^S & Y_{33}^S & 0 \\ Y_{41}^S & Y_{42}^S & 0 & Y_{44}^S \end{bmatrix} \quad (14)$$

단,

$$[Y_{11}^S] = Y_{11}^A + Y_{22}^C - \frac{Y_{25}^C Y_{32}^C}{Y_{22}^B + Y_{35}^C} - \frac{Y_{12}^A Y_{21}^A}{Y_{22}^A + Y_{44}^D}$$

$$[Y_{12}^S] = -\frac{Y_{25}^C Y_{21}^B}{Y_{22}^B + Y_{35}^C} - \frac{Y_{12}^A Y_{46}^D}{Y_{22}^A + Y_{44}^D}$$

$$[Y_{13}^S] = Y_{24}^C - \frac{Y_{25}^C Y_{54}^C}{Y_{22}^B + Y_{35}^C}, \quad [Y_{14}^S] = -\frac{Y_{12}^A Y_{46}^D}{Y_{22}^A + Y_{44}^D}$$

$$[Y_{21}^S] = -\frac{Y_{79}^D Y_{21}^A}{Y_{22}^A + Y_{44}^D} - \frac{Y_{12}^B Y_{32}^C}{Y_{22}^B + Y_{35}^C}$$

표 1. r_1 및 r_2 의 임의의 조합에 의한 결합도 및 최적흡수저항을 나타내는 설계표

Table 1. Design Table for Coupling and Optimum Resistance by Combining r_1 and r_2

$r_1 = 0.333 (1 : 3)$		
r_2	COUPLING [dB]	OPT. R_L [ohm]
0.00000 (1 : **)	9.54251	66.177
0.11111 (1 : 9)	10.45765	67.932
0.12500 (1 : 8)	10.56556	68.113
0.14236 (1 : 7)	10.69857	68.330
0.16667 (1 : 6)	10.88147	68.617
0.20000 (1 : 5)	11.12614	68.981
0.25000 (1 : 4)	11.48071	69.470
0.33333 (1 : 3)	12.04127	70.161
0.50000 (1 : 2)	13.06434	71.203
$r_1 = 0.25 (1 : 4)$		
r_2	COUPLING [dB]	OPT. R_L [ohm]
0.00000 (1 : **)	12.04125	70.161
0.11111 (1 : 9)	12.95634	71.105
0.12500 (1 : 8)	13.06425	71.203
0.14236 (1 : 7)	13.19726	71.320
0.16667 (1 : 6)	13.38016	71.475
0.20000 (1 : 5)	13.62482	71.673
0.25000 (1 : 4)	13.97940	71.939
0.33333 (1 : 3)	14.53995	72.316
0.50000 (1 : 2)	15.56302	72.887
$r_1 = 0.2 (1 : 5)$		
r_2	COUPLING [dB]	OPT. R_L [ohm]
0.00000 (1 : **)	13.97940	71.939
0.11111 (1 : 9)	14.89454	72.530
0.12500 (1 : 8)	15.00245	72.592
0.14236 (1 : 7)	15.13546	72.665
0.16667 (1 : 6)	15.31836	72.763
0.20000 (1 : 5)	15.56032	72.887
0.25000 (1 : 4)	15.91760	73.055
0.33333 (1 : 3)	16.47815	73.293
0.50000 (1 : 2)	17.50122	73.655

$$\begin{aligned}
 [Y_{22}^S] &= Y_{77}^D + Y_{11}^B - \frac{Y_{79}^D Y_{97}^D}{Y_{22}^A + Y_{99}^D} - \frac{Y_{12}^B Y_{21}^B}{Y_{22}^B + Y_{55}^B} & [Y^C] &= \frac{1}{j\omega(L_1 L_2 - M_{12}^2)} \begin{bmatrix} L_2 & -L_2 & -M_{12} & M_{12} \\ -L_2 & L_2 & M_{12} & -M_{12} \\ -M_{12} & M_{12} & L_1 & -L_1 \\ M_{12} & -M_{12} & -L_1 & L_1 \end{bmatrix} \\
 [Y_{23}^S] &= -\frac{Y_{12}^B Y_{54}^C}{Y_{22}^B + Y_{55}^B}, & [Y_{24}^S] &= Y_{78}^D - \frac{Y_{79}^D Y_{97}^D}{Y_{22}^A + Y_{99}^D} & [Y^D] &= [Y^C] \\
 [Y_{31}^S] &= Y_{42}^C - \frac{Y_{45}^C Y_{54}^C}{Y_{22}^B + Y_{55}^B}, & [Y_{32}^S] &= -\frac{Y_{21}^B Y_{45}^C}{Y_{22}^B + Y_{55}^B} & [Y^A] &= \frac{1}{j\omega(L_3 L_4 - M_{34}^2)} \begin{bmatrix} L_3 + L_4 + 2M_{34} & -(L_1 + M_{34}) \\ -(L_1 + M_{34}) & L_4 \end{bmatrix} \\
 [Y_{33}^S] &= Y_{44}^C - \frac{Y_{45}^C Y_{54}^C}{Y_{22}^B + Y_{55}^B}, & [Y_{41}^S] &= -\frac{Y_{21}^A Y_{99}^D}{Y_{22}^A + Y_{99}^D} & [Y^B] &= [Y^A] \\
 [Y_{42}^S] &= Y_{87}^D - \frac{Y_{89}^D Y_{97}^D}{Y_{22}^A + Y_{99}^D}, & [Y_{44}^S] &= Y_{88}^D - \frac{Y_{89}^D Y_{98}^D}{Y_{22}^A + Y_{99}^D}
 \end{aligned}$$

식(14)에서 $[Y^A]$, $[Y^B]$, $[Y^C]$, $[Y^D]$ 는 각각 A, B, C, D부분의 어드미턴스 행렬을 나타내며, $[Y^S]$ 는

분기회로의 전체 어드미턴스행렬을 나타낸다. 여기서 R_1 로 종단시켰으므로 전체 어드미턴스 $[Y]$ 는 다음의 식(15)과 같이 나타낼 수 있다.

$$[Y] = \begin{bmatrix} Y_{11}^s - \frac{Y_{11}^s Y_{11}^s}{Y_L + Y_{11}^s} & Y_{12}^s - \frac{Y_{11}^s Y_{12}^s}{Y_L + Y_{11}^s} & Y_{13}^s \\ Y_{21}^s - \frac{Y_{21}^s Y_{11}^s}{Y_L + Y_{11}^s} & Y_{22}^s - \frac{Y_{21}^s Y_{12}^s}{Y_L + Y_{11}^s} & Y_{23}^s \\ Y_{31}^s & Y_{32}^s & Y_{33}^s \end{bmatrix} \quad (15)$$

또, 각각의 권선의 inductance는 다음과 같이 볼 수 있다.

$$L_1 = \mu L_0 n_1^2, L_2 = \mu L_0 n_2^2, L_3 = \mu L_0 n_3^2, L_4 = \mu L_0 n_4^2 \quad (16)$$

$$M = k_m \sqrt{L_1 L_2}$$

여기서 L_0 및 L_0 은 ferrite core의 기하학적 구조에 의하여 정해지는 상수이며, k_m 은 코일간의 자기결합 계수이고, 투자율 μ 는 식(17)으로 근사할 수 있다.

$$\mu = 1 + \frac{K}{1 + j \frac{f}{f_m}} \quad (17)$$

단, K : DC 또는 초투자율, f : 측정주파수
 f_m : 완화주파수(relaxation frequency)

그림 2의 어드미턴스행렬을 위와 같은 방법으로 계산하면 분기회로의 전체 어드미턴스 행렬 $[Y^s]$ 는 식(18)과 같이 나타낼 수 있다.

$$[Y^s] = \begin{bmatrix} Y_{11}^A - \frac{Y_{13}^A Y_{31}^A}{Y_{33}^A + Y_{11}^D} & Y_{12}^A - \frac{Y_{13}^A Y_{32}^A}{Y_{33}^A + Y_{11}^D} & 0 \\ Y_{21}^A - \frac{Y_{23}^A Y_{31}^A}{Y_{33}^A + Y_{11}^D} & Y_{22}^A + Y_{22}^C - \frac{Y_{23}^A Y_{32}^A}{Y_{33}^A + Y_{11}^D} - \frac{Y_{21}^C Y_{12}^C}{Y_{33}^A + Y_{11}^D} & -\frac{Y_{23}^B Y_{12}^C}{Y_{33}^A + Y_{11}^D} \\ 0 & -\frac{Y_{32}^B Y_{12}^C}{Y_{33}^A + Y_{11}^D} & -\frac{Y_{31}^D Y_{12}^D}{Y_{33}^A + Y_{11}^D} \end{bmatrix}$$

$$[Y] = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{Y_{13}^A Y_{12}^D}{Y_{33}^A + Y_{11}^D} \\ -\frac{Y_{21}^C Y_{23}^B}{Y_{33}^A + Y_{11}^D} & -\frac{Y_{22}^A Y_{22}^D}{Y_{33}^A + Y_{11}^D} - \frac{Y_{21}^D Y_{23}^B}{Y_{33}^A + Y_{11}^D} \\ Y_{31}^B - \frac{Y_{32}^B Y_{23}^B}{Y_{33}^A + Y_{11}^D} & Y_{32}^D - \frac{Y_{32}^B Y_{23}^B}{Y_{33}^A + Y_{11}^D} \\ Y_{33}^B - \frac{Y_{32}^B Y_{23}^B}{Y_{33}^A + Y_{11}^D} & Y_{33}^D + Y_{33}^C - \frac{Y_{32}^B Y_{23}^B}{Y_{33}^A + Y_{11}^D} - \frac{Y_{21}^D Y_{12}^D}{Y_{33}^A + Y_{11}^D} \end{bmatrix} \quad (18)$$

식(18)에서 $[Y^A]$, $[Y^B]$, $[Y^C]$, $[Y^D]$ 는 각각 A, B, C, D부분의 어드미턴스 행렬을 나타내며, 여기서 R_1 로 종단시켰으므로 전체 어드미턴스 $[Y]$ 는 다음의 식(19)과 같이 나타낼 수 있다.

$$[Y] = \begin{bmatrix} Y_{11}^s - \frac{Y_{11}^s Y_{11}^s}{Y_{dm}} & Y_{12}^s - \frac{Y_{11}^s Y_{12}^s}{Y_{dm}} & -\frac{Y_{11}^s Y_{13}^s}{Y_{dm}} \\ Y_{21}^s - \frac{Y_{21}^s Y_{11}^s}{Y_{dm}} & Y_{22}^s - \frac{Y_{21}^s Y_{12}^s}{Y_{dm}} & Y_{23}^s - \frac{Y_{21}^s Y_{13}^s}{Y_{dm}} \\ -\frac{Y_{31}^s Y_{11}^s}{Y_{dm}} & Y_{32}^s - \frac{Y_{31}^s Y_{12}^s}{Y_{dm}} & Y_{33}^s - \frac{Y_{31}^s Y_{13}^s}{Y_{dm}} \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$\text{단, } Y_{dm} = Y_{11}^s + Y_L$$

2. 주파수 특성

어드미턴스 행렬 $[Y]$ 또는 임피던스 행렬 $[Z]$ 로부터 산란행렬 $[S]$ 는 다음 식(20)으로 부터 쉽게 구해진다.

$$[S] = [Z] + Z_0 [U]^{-1} [Z] - Z_0 [U] \quad (20)$$

$$[S] = [Z_0 [Y] + [U]^{-1} [U] - Z_0 [Y]]$$

여기서, Z_0 는 외부선로의 특성임피던스이며, $[U]$ 는 단위행렬이다.

그림 3 및 그림 4는 전 정에서 설계한 표 1에 있어서의 분기용 12dB와 14dB의 설계치를 이용한 경우에 대한 주파수특성을 계산한 것이다.

코일의 인덕턴스는 core의 투자율 및 권선수를 각각 1로 하였을 때의 측정치인 $L_0 = 0.001113 \mu\text{H}$ 로 하고, 실제 계산에서는 이 측정치를 이용하여 식(16)으로부터, 12dB Tap-off의 경우에는 $L_0 n_1^2 = L_0 n_3^2 = 0.010017 \mu\text{H}$, $L_0 n_2^2 = 0.090153 \mu\text{H}$, $L_0 n_4^2 = 0.090153 \mu\text{H}$

로 하고, $r_1 = 0.333$, $r_2 = 0.333$, $K = 1000$, $f_m = 3.0$ MHz, $R_L = 70.2\Omega$ 로 하였으며, 마찬가지로 14dB Tap-off의 경우에는 $L_0 n_1^2 = L_0 n_3^2 = 0.004452\mu H$, $L_0 n_2^2 = 0.071232\mu H$, $L_0 n_4^2 = 0.071232\mu H$ 로 하고, $r_1 = 0.25$, $r_2 = 0.25$, $K = 1000$, $f_m = 3.0$ MHz, $R_L = 78.192\Omega$ 로 하였다.

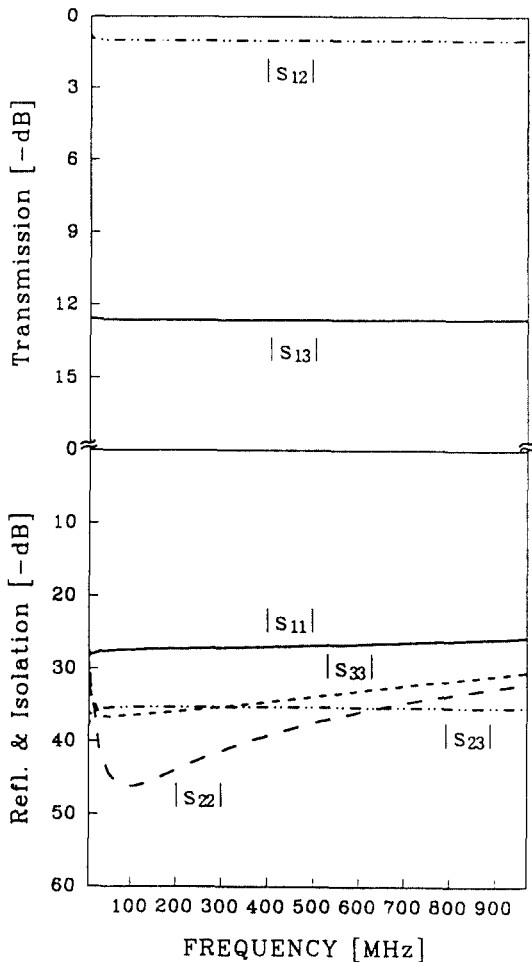


그림 3. IN-TAP단자가 보상·변형된 약결합형 신호분기기의 12 dB의 이론적 주파수특성

Fig. 3. Theoretical Frequency Characteristics of the Modified Weakly-Coupling Tap-off with compensated IN-Port and TAP-Port

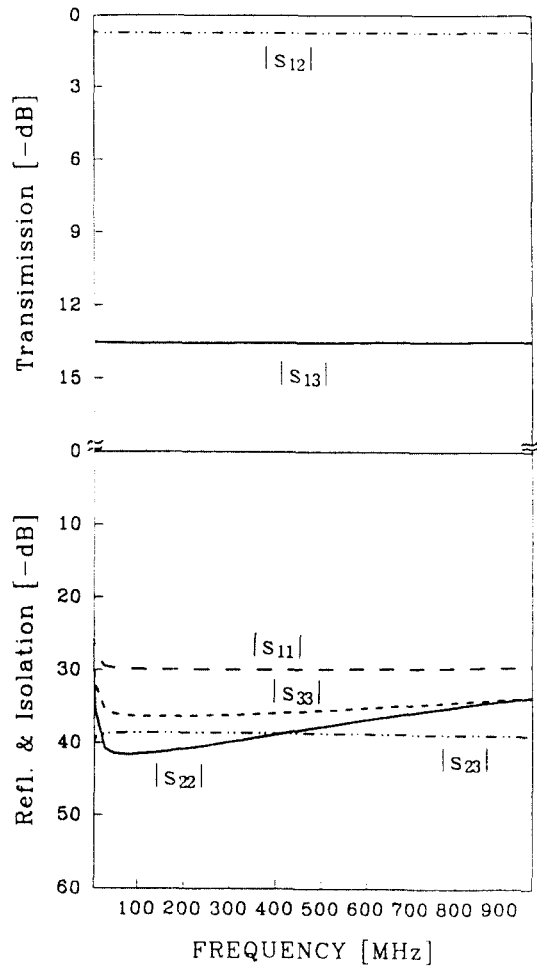


그림 4. TERMINATOR-OUT단자가 보상·변형된 약결합형 신호분기기의 14 dB의 이론적 주파수특성

Fig. 4. Theoretical Frequency Characteristics of the Modified Weakly Coupling Tap-off with compensated TERMINATOR Port and OUT Port

IV. 실험 결과 및 고찰

종래의 약결합형 신호분기기에 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 없으므로 여기에 보조변성기가 부가된 변형된 약결합형 신호분기회로를 제안하여 이론적 주파수특성의 해석과 실험을 통하여 측정할

주파수특성과 비교·검토하였다. 여기서 사용한 ferrite core는 일본 Nippon ferrite (주)의 T-314 opw 5-3-3-1H2이다. 그림 5는 결합도가 각각 12dB인 Tap-off를 실제로 제작하여 측정한 주파수특성을 나타내고 있다. 여기서, 제안한 회로는 5~500MHz의 주파수대에서 반사계수 -25dB 이하, isolation이 -35dB 이하로 대단히 우수한 특성을 나타내고 있으며, 이는 종래의 약결합형 신호분기기의 특성에 비하여 훨씬 양호함을 알 수 있다^[3]. 더욱이, 그림 5에 나타난 주파수특성의 실측치는 그림 3에 나타난 이론치와 잘 일치하고 있으며, 따라서 본 논문에 제안한 신호분기기의 설계이론 및 주파수특성의 해석법의 타당성이 입증되었다.

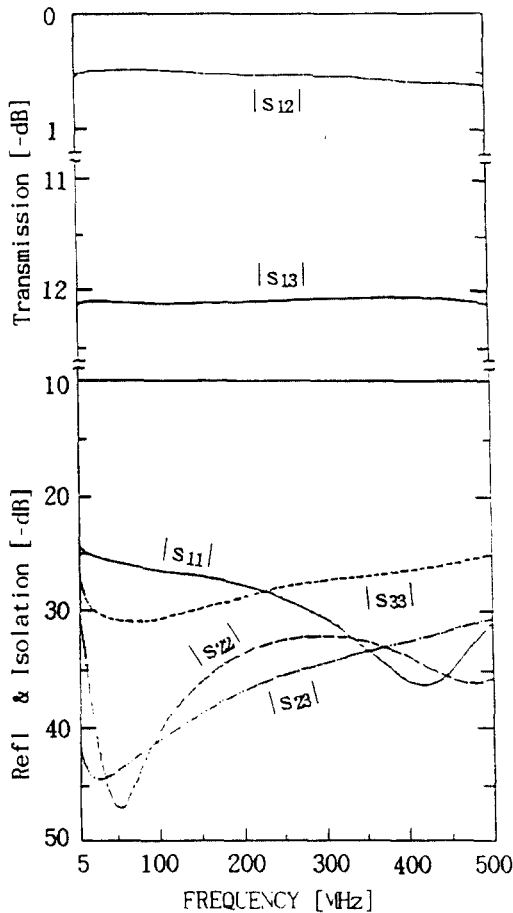


그림 5. IN-TAP단자가 보상·변형된 약결합형 신호분기기의 12 dB의 실측 주파수특성
 Fig. 5. Experimental Frequency Characteristics of the Modified Weakly Coupling Tap-off with Compensated IN-Port and TAP-Port.

V. 결 론

위형의 약결합형 신호분기기에 보조변성기를 부가함으로써 상당히 조밀한 결합간격을 가지는 회로구성이 가능함을 밝혔다. 또한 각종의 분기회로에 대한 이론적 주파수특성과 실험에 의해 측정된 주파수특성과 비교·검토하여 제안한 설계법에 대한 타당성을 확인하였다.

따라서, 본 연구에서 제안한 신호분기기(Tap-off)에 대한 기본적인 설계법을 현재 CATV 및 MATV 시스템에 널리 사용되고 있는 신호분기기의 고성능 설계·제작에 크게 기여할 것으로 기대된다.

본 연구를 수행함에 있어서 연구비를 지원하여 주신 한국 과학재단의 관계자 여러분과 연구를 도와준 한국해양대학교 마이크로파연구실의 이 성표, 백 명숙, 김 태군군에게 감사드립니다.

참 고 문 헌

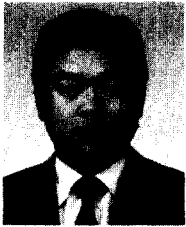
1. 徐台鉉, 有線 TELEVISION, 釜山日報出版局, ch. 7, 1984.
2. 宋在克, 林春奎, CATV기술, KBS技術政策開發局長, 日本NHK協會編, 第7章, 1986.
3. Dong Il Kim, Michiharu Takahashi, Yoshiyuki Naito, "Optimum Design of the P-ower Divider with Ferrite Toroids for CATV and/or MATV Systems," IEEE Trans. on consumer electronics, Vol.CE 29 No.1, pp. 27-38, Feb. 1983.
4. 金東一, 鄭世護, 崔在喆, 孫珍鉉, 柳大根, 洪彰禧, "CATV 및 MATV 시스템용 개량된 약결합 전력분배기와 일반화된 n-분기 전력분배기의 설계에 관한 연구," 大韓電子工學會 論文誌, 第 24 卷, 第 1 號, pp. 115-122, (1987.1).
5. Dong Il Kim, "Design of Generalized n-way Power Divider for CATV and/or MATV Systems," IEEE Trans. on Consumer Eletronics, Vol. CE-32, NO.2, pp.116-121, MAY. 1986.
6. Y. Naito, "Formulation of Frequency Dispersion of Permeability," Trans. IECE of Japan, Vol.5a-c, pp.297-304, May. 1976.
7. Ernest J. Wilkinson, "An N-Way Hybrid Power

Divider,” IRE Trans. on MTT, pp.116-118 (1960.1).

8. Herbert J. Carlin, Anthony B. Giordano, Network Theory: An Introduction to Reciprocal and Nonreciprocal Circuits, Prentice-Hall, Eng-

lewood Cliffs, N.J., Ch.4, 1964.

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.



金 東 一 (Dong Il Kim) 正會員

1952년 2월 26일생

1975년 2월 : 한국해양대학 항해학과 졸업(공학사)

1977년 2월 : 한국해양대학 대학원 전파공학전공 공학석사 학위취득

1984년 3월 : 일본동경공업대학 대학원 전기전자공학과 공학박사 학위취득

1975년 3월 ~ 1993년 9월 : 한국해양대학교 전자통신공학과 조교 ~ 부교수

1993년 10월 ~ 현재 : 한국해양대학교 전파공학과 교수
 ※주관심분야 : 마이크로파 및 밀리미터파회로의 설계, 광 집적회로의 설계, 고성능 전파흡수체의 개발분야 등

金正勳 (Jeoung Hoon Kim)

正會員

1969년 4월 29일생

1991년 2월 : 한국해양대학교 전자통신공학과 졸업(공학사)

1993년 2월 : 한국해양대학교 대학원 전자통신공학전공(공학석사)

1993년 3월 ~ 현재 : (주)일진 통신연구소 연구2실 연구원

※주관심분야 : CATV전송회로 및 보안장치 개발분야 등

鄭世讓 (Se-Mo Chung)

正會員

1936년 9월 4일생

1959년 2월 : 한국해양대학 항해학과 졸업(이학사)

1967년 2월 : 연세대학교 전기공학과 졸업(공학사)

1971년 2월 : 연세대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)

1976년 9월 : 일본동경공업대학 대학원 전자공학과 졸업(공학박사)

1960년 4월 ~ 1963년 8월 : 해군한국함대 항해부장

1964년 10월 ~ 현재 : 한국해양대학교 교수

※주관심분야 : 마이크로파 및 안테나 설계, 전파항법의 성능 향상 분야, 전파흡수체 개발분야 등