

CATV 및 MATV 시스템용 변형된 약결합형
신호분기기의 설계에 관한 연구

(A Study on Modified Weakly-Coupled Tap-off
for CATV and/or MATV Systems)

金東一*, 金正勳*, 李聖杓*,

(Dong Il Kim, Jung Hun Kim, Seong Pyo Lee)

* 정희원, 한국해양대학교

(Korea Maritime University)

요 약

종래부터 CATV 또는 MATV시스템의 신호분기회로로 사용되어 오고 있는 Tap-off는 단지 실험적, 경험적으로 제작되어 왔으며, 이론적인 해석이나 엄밀한 설계법이 확립되어 있지 않았기 때문에 그 성능에 있어서도 대역폭이 좁거나 분기 특성이 나쁜 문제점등이 있었다. 따라서 본 논문에서는 보조변성기가 부가된 변형된 약결합형 신호분기기를 제안하여, 설계의 자유도를 높힘으로써 상당히 조밀한 결합간격의 회로구성이 가능한 설계법을 제안하고, 그 주파수특성을 계산하여, 제안한 변형된 신호분기기의 설계법이 유효함을 확인하였다.

I. 서 론

1948년 미국의 산간벽지의 난시청 지역 해소책으로, TV 수상 상태가 양호한 곳에 안테나를 설치한 후, 그 신호를 각 가정에 유선으로 보내주는 공동 안테나 (Community Antenna Television)의 약칭으로 제 1세대 CATV를 거쳐 현재의 동축케이블과 광섬유 케이블의 광대역 전송로를 통해 여러 방송국의 프로그램을 재송신하거나 자체 프로그램을 보내어 자체 방송을 할 수 있는 Cable TV의 의미로써 제2세대 CATV가 정착되어 가고 있다. 그러나, 주로 기존 TV신호의 재송신 기능면이 강조되는 12세대 CATV에서 더욱 발전하여 모든 종류의 전기신호, 영상신호, 음성신호, 개인 단말기 및 컴퓨터에서 나오는 데이터 등을 주고 받을 수 있는 쌍방향 (two-way)통신까지 가능한 광대역 ISDN(Integrated Service Digital Network)망을 포함하는 제3세대 CATV시대가 눈앞에 다가와 있다. 앞으로의 모든 통신망은 그 시기가 언젠가든, 복합 통신망인 광대역 ISDN망으로 바뀔 것이 확실하고 실제로 일부 특정 지역이나 공공기관에서 이미 CATV시스템을 이용하여 작은 의미의 ISDN망을 실현했다.

우리도 '91년 봄 KT가 최초로 시험사업을 개국하여 시험방송운용중에 있으며 다가오는 '95년경에는 한국형 방송통신위성을 발사할 예정이다. 따라서 이 방송통신 위성의 재송신 서비스가 CATV 가입 촉진제가 되어 이 사업에 큰 자극을 줄 것이 분명하다.

이와 같이 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 사용되는 데에 따른 기술의 개발, 인공위성으로부터의 중계 및 광 fiber통신의 응용등의 기술개발이 진행되고 있다.

CATV 또는 MATV시스템의 channel수를 증가시키고, 또한 화질이 좋은 화면정보를 전송하기 위한 중요한 기본소자로서는 신호분리기 (Tap-off 또는 Tap-unit) 및 신호분배기(Power splitter)가 있다. 지금까지의 CATV시스템의 신호분배방식은, 각 가입자를 지나는 cable이 지선(feeder)으로 되어 되고, 지선에는

Tap-off가 적당한 간격(예를 들면 50mm)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 부착되어 있어 4가닥의 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. 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; 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.

따라서, 본 연구에서는 보조 변성기가 부가된 약결합형 신호분기기를 제안하여, 설계의 자유도를 높임으로써 상당히 조밀한 결합간격의 회로구성이 가능해짐을 밝히고, 제안한 신호분기기에 대한 주파수특성을 이론적으로 계산하여, Simulation한 결과를 제시한다.

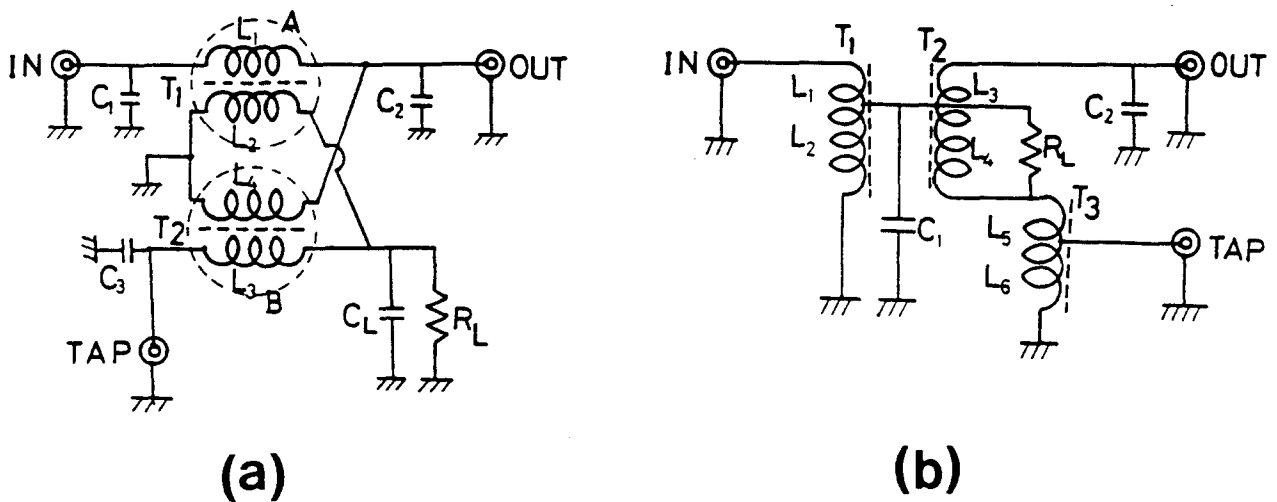


그림 1. 종래형식의 TAP Unit

- (a) 약결합형 전력분기기
- (b) 강결합형 전력분기기

Fig. 1 Conventional type TAP-off

- (a) Weakly-coupled tap-off
- (b) Tightly-coupled Tap-off

II. CATV시스템의 구성과 기능

1. 기본구성과 기능

CATV시스템은 주로 영상정보를 전송하는 분배망으로 기본구성은 흡사 도시의 수도 공급망과 비슷하여 양자간을 비교하여 표 2-1에 나타내었다.

표2-1 CATV 와 수도공급망 비교

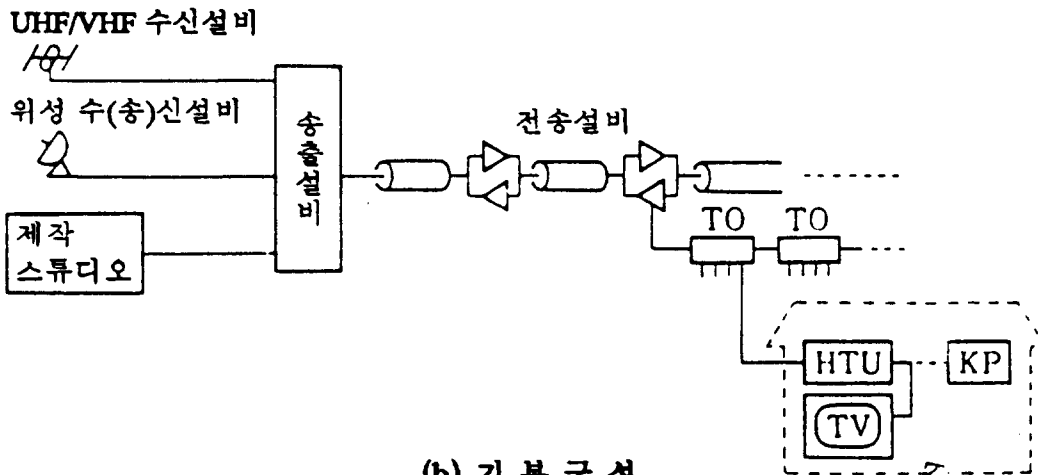
항 목	CATV	수도공급망
공급시설	HEADEND를 포함한 센터 또는 분배국	수원지 또는 정수장
분 배 망	중계전송기기를 포함한 케이블 분배망	수량조정기를 포함한 급수망
덕내시설	인입선 및 가입자 단말설비	수도계량기를 포함한 덕내배관

위 비교표에서 보는바와 같이 일반적으로 CATV시스템은 정보의 공급원이라고 할 수 있는 센터계와 중계전송기기, 케이블, 분배·분기기 등을 포함하는 전송로 분배계, 그리고 정보를 수신하는 가입자 단말계의 3요소로 구성 되어진다.

CATV시스템의 기본 구성도를 그림 1에 나타내었다.



(a) 기본형



(b) 기본구성

그림 2 CATV시스템의 기본 구성

Fig. 2 A Basic Structure of CATV System

센터계는 CATV시스템에 있어서 핵심적인 역할을 수행하는 구성요소로서 기존 무선방식 텔레비전 신호의 양호한 수신과 재송출, 자체방송 프로그램의 제작 및 편집 송출 그리고 각 신호의 혼합 및 상향정보의 종합처리 기능을 수행하며 시스템의 운영 목적과 대상 및 부가서비스 기능 수용여부에 따라 구성요소가 추가된다.

전송로 분배계는 HEADEND에서 송출되는 신호를 가입자 단말까지 분배 전송하는 기능을 가지며, 시스템의 규모나 적용대상, 가입자의 배치, 분포밀도에 따라 구성형태가 달라지므로 획일적으로 구분하기는 어려우나 일반적으로 간선(TRUNK LINE)과 분배 및 분기선(FEEDER OR BRIDGER LINE) 및 인입선(DROP-LINE)으로 구분할 수 있다.

이와같은 전송로는 지금까지 대부분 동축케이블을 사용해왔지만 수용서비스의 증가와 기존 통신 시스템과의 통합망 구성 및 광기술의 발전에 따라 광케이블 사용도 증가되고 있는 추세이며, 이들 두가지 전송매체를 복합하여 구성하는 HYBRID NETWORK이 구성 운영될 것으로 예상된다.

2. 망구성 형태

망의 구성형태는 대별하여 TREE & BRANCH형, STAR형, LOOP형 등으로 구분되는데 현재 운영되고 있는 CATV망의 대부분은 TREE & BRANCH형을 취하고 있다.

TREE & BRANCH형과 STAR형의 구성개념을 그림 2에 나타내었다.

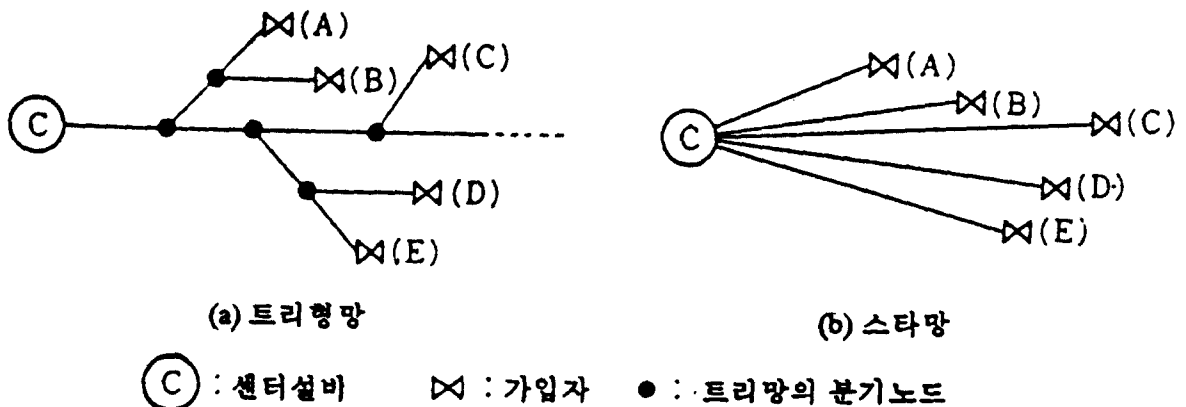


그림 3. 트리망과 스타망

Fig. 3 TREE & BRANCH AND STAR

TREE & BRANCH 분배망의 최고 특징은 다수의 가입자에게 같은 신호를 분배하여 연결하는 경우 극히 효율적인 점이라 하겠다. 또한 망자원의 공유를 통해 신호를 다수의 가입자에게 동시에 전송함으로써 비용면에서 매우 효율적인 시스템으로 인식되어 왔다. 그리고 동축케이블 및 기타 망요소가 매우 오랫동안 신뢰성 있게 운용되어 왔고, 유지 및 보수가 비교적 용이 할 뿐만 아니라 케이블 접합이 매우 용이한 장점을 가지고 있다.

그러나 이와같은 여러가지 장점에도 불구하고 동축케이블 TREE & BRANCH망시스템은 다양한 서비스로의 확장(쌍방향 서비스 포함), 서비스 품질 향상 및 망 확장 문제에 있어서 본질적인 취약점을 가지고 있다.

STAR망의 특징은 센터와 가입자가 개별의 케이블로 결합되어 있는 점에 있다. 센터와 가입자간의 케이블은 "가입자 선로"라고 불리우며, 통상 중계중폭기는 설치하지 않는다.

LOOP형은 환형 (Ring형)이라고도 하며 HEADEND에서 출발한 케이블이 가입자를 통해 다시 되돌아 오도록 구성하는 형태로서 국부적인 지역에 적합한 지역정보망이지만 CATV와 같은 대규모 시스템에서는 적용하기가 어렵다.

CATV시스템을 발전시키기 위해서는 고려되는 시스템의 특성(가입자수 및 분포, 제공되는 서비스 종류, 서비스 품질 등)에 따라 적합한 망형태를 선택하여야 한다.

III. 설계이론

1. 고밀도 결합간격의 약결합형 신호분기기

그림 1 (a)에 나타난 피로의 이론해석에서 반사손실 20dB이하의 특성을 얻기 위한 결합도의 한계는 9.2dB로 추정되었으나^[3] 후술하는 바와 같이 근사도를 높이면 그 한계치는 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 실현할 수 있는 결합도의 간격을 대폭 좁힐 수 있음을 밝히고, 그 설계법을 설명한다.

1) 입력단이 보상된 고밀도 결합간격의 약결합형 신호분기기

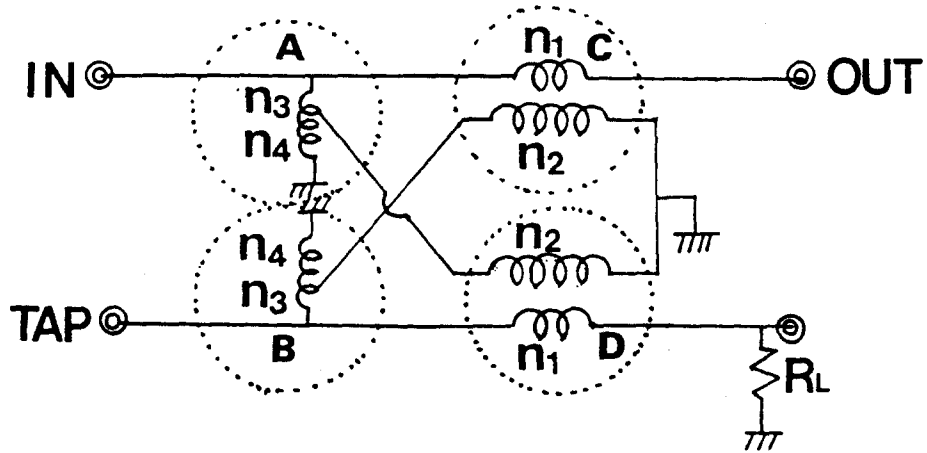


그림 4 입력단이 보상된 고밀도 결합간격의 약결합형 신호분기기
Fig.4 Weakly-Coupled Tap-off with High density Compensated Input- Port

그림 4에 나타내는 신호분기기를 구성하는 주변성기 및 보조 변성기의 권선비를 각각 r_1, r_2 라 하고 식 (1)과 같이 놓자.

$$r_1 = \frac{n_1}{n_2}, \quad r_2 = \frac{n_3}{n_4} \quad (1)$$

또 각각의 권선의 inductance는 다음과 같이 볼 수 있다.

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

$$M = k_m \sqrt{L_i L_j}$$

여기서 L_0 및 L_0' 는 ferrite core 의 기하학적 구조에 의하여 정해지는 상수이며, k_m 는 코일간의 자기결합계수이고, 투자율 μ 는 식(3)으로 근사할 수 있다.

$$\mu = 1 + \frac{k}{1 + j \frac{f}{f_m}} \quad (3)$$

- 단 K : DC 또는 초투자율
f : 측정주파수
fm : 완화주파수 (relaxation frequency)

문헌 [3]에서 기술한 바와 같이 회로중의 각 변성기를 이상변성기로 근사시켜 그림 4의 회로에 대한 산란행렬의 각 요소를 구하면 식 (4)와 같다.

$$S_{11} = \frac{r_1^2(1-r_2)^2 R_L + r_1^2 \{(1-r_2)^2 - r_1^2\}}{D}$$

$$S_{22} = \frac{r_1^2(1-r_2)^2 R_L - 3r_1^2(1-r_2)^2 + r_1^4}{D} \quad (4)$$

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

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

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

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

단, $\tilde{R}_L = \frac{R_L}{R_0}$.

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

R_0 는 external line의 특성임피던스

식 (4) 에서 완전isolation 및 정합의 조건은

$$r_1 = 0, \quad \tilde{R}_L = 1 \quad (5)$$

이때 $S_{11} = S_{22} = S_{33} = 0$, $S_{12} = 1$, $S_{13} = S_{23} = 0$ 로 되어 trivial circuit가 되어 버린다

따라서 이 회로에 요구되는 반사 및 isolation특성을 고려하여

$$F = |S_{11}|^2 + |S_{22}|^2 + |S_{33}|^2 + |S_{23}|^2 \quad (6)$$

의 평가함수를 정의하고 이를 최소로 하는 흡수저항 R_L 의 최적치를 식 (7)에 의하여 구한다

$$\frac{\partial F}{\partial R_L} = 0 \quad (7)$$

식(7)을 만족시키는 R_L 의 최적치는 단 하나 존재하며 식 (8) 로 표현된다

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

단, $X = 1 - r_2$

$r_1^2 \ll 1$ 이므로 [3] r_1 에 관한 4차 이상의 항을 무시하면 규격화 최적 흡수저항 R_L 는 다음과 같다

$$\tilde{R}_L = \frac{16X^{12} - 24r_1^2 X^{10}}{16X^{12} - 8r_1^2 X^{10}} = \frac{2X^2 - 3r_1^2}{2X^2 - r_1^2} \quad (9)$$

식 (9) 을 식 (4) 에 대입하고 근사를 행하면 식 (10) 이 얻어진다

$$S_{11} \approx \frac{r_1^2}{2(x^2 - r_1^2)}, \quad S_{22} \approx -\frac{r_1^2}{2(x^2 - r_1^2)}, \quad S_{33} \approx 0 \quad (10)$$

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

2) 출력단이 보상된 고밀도 간격의 약결합형 신호분기기

그림 5는 보조변성기 두개를 출력단에 부가한 경우이다. 부가된 변성기가 이상 변성기라고 가정했을때 산란행렬의 각요소는 식 (11)과 같다.

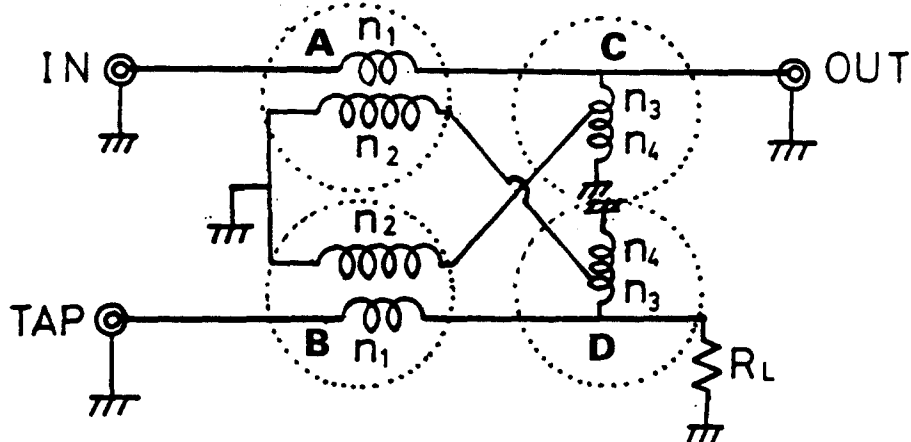


그림 4 출력단이 보상된 고밀도 결합간격의 약결합형 신호분기기
Fig. 4 Weakly-Coupled Tap-off with High density Compensated Output-Port

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

$$\text{단, } \tilde{R}_L = \frac{R_L}{R_0}$$

R_0 : external characteristic impedance

위의 경우와 같은 방법으로 평가함수 F를 최소로 하는 최적흡수저항을 구하면 식 (12)와 같이 된다.

$$\tilde{R}_L = \frac{4X^8(2X^4 - r_1^2X^2) + (4X^8 - 4r_1^2X^6)(2X^4 + r_1^2X^2)}{(4X^8 - 8r_1^2X^6)(2X^4 + r_1^2X^2) + (4X^8 - 4r_1^2X^6)(2X^4 - r_1^2X^2)} \tag{12}$$

$$\text{단, } X = \frac{r_1}{1-r_2}$$

$r_1^2 \ll 1$ 가정하면, r_1 에 관한 4차항 이상은 무시된다. 그래서 위 식은 다음과 같이 된다.

$$\tilde{R}_L = \frac{2-X^2}{2-3X^2} = \frac{2(1-r_2)^2-r_1^2}{2(1-r_2)^2-3r_1^2} \quad (13)$$

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

$$S_{11} \cong \frac{-r_1^2}{2(X^2-r_1^2)}, \quad S_{22} \cong \frac{r_1^2}{2(X^2-r_1^2)}, \quad S_{33} \cong 0 \quad (14)$$

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

$$\text{단, } X = 1 - r_2$$

보조 코일의 극성을 고려하면 r_2 가 취할수 있는 값은 $\pm r_2$ 의 두 경우가 존재하나 식 (10)에서 알 수 있는 바와 같이 X 가 큰 쪽이 반사특성이 좋으므로 당연히 $-r_2$ 를 선택하여야 한다.

위에서 제안된 분기기를 종래의 약결합형 신호분기기와 비교하면 다음과 같다. 즉, 종래형식의 분기기의 권선비 r 대신에 권선비 r_1 및 r_2 를 동시에 조절하여 $r_1/(1-r_2)$ 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 그때의 최적흡수저항의 값을 나타낸 예이다.

개량된 약결합형 신호분기기에 있어서는 권선비가 이상적인 값밖에 취할 수 없더라도 상당히 조밀한 결합간격의 회로설계가 가능해짐을 알 수 있다.

표 2. r_1 및 r_2 의 조합에 의한 결합도 및 최적흡수저항

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

$r_1 = 0.333$ (1 : 3)

r_2	COUPLING	OPT . R_L
0.00000 (1 : **)	9.55112	66.195
0.11111 (1 : 9)	8.52808	63.680
0.12500 (1 : 8)	8.39128	63.289
0.14236 (1 : 7)	8.21722	62.771
0.16667 (1 : 6)	7.96746	61.985
0.20000 (1 : 5)	7.81291	60.773
0.25000 (1 : 4)	7.05234	58.598
0.33333 (1 : 3)	6.02933	53.621
0.50000 (1 : 2)	3.53052	32.253

$r_1 = 0.25000$ (1 : 4)

r_2	COUPLING	OPT . R_L
0.00000 (1 : **)	12.04120	70.161
0.11111 (1 : 9)	11.01816	68.823
0.12500 (1 : 8)	10.88136	68.617
0.14236 (1 : 7)	10.70730	68.344
0.16667 (1 : 6)	10.45754	67.932
0.20000 (1 : 5)	10.10300	67.300
0.25000 (1 : 4)	9.54243	66.176
0.33333 (1 : 3)	8.51942	63.656
0.50000 (1 : 2)	6.02060	53.571

$r_1 = 0.20000$ (1 : 5)

r_2	COUPLING	OPT . R_L
0.00000 (1 : **)	13.97940	71.939
0.11111 (1 : 9)	12.95636	71.105
0.12500 (1 : 8)	12.81956	70.977
0.14236 (1 : 7)	12.64550	70.807
0.16667 (1 : 6)	12.39574	70.552
0.20000 (1 : 5)	12.04120	70.161
0.25000 (1 : 4)	11.48063	69.470
0.33333 (1 : 3)	10.45762	67.932
0.50000 (1 : 2)	7.95880	61.957

IV. 주파수특성의 해석

1. Immittance matrices

그림 4 및 그림 5에 나타낸 신호 분기기의 주파수특성을 해석하기 위해서 이들 회로를 구성하는 각 회로소자를 집중정수 소자로 가정하고^[3], 우선 admittance 행렬 또는 impedance 행렬을 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 4의 어드미턴스 행렬은 식 (15)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = [Y] \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} \\ Y_{21} & Y_{22} & Y_{23} \\ Y_{31} & Y_{32} & Y_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix}$$

$$[Y^*] = \begin{bmatrix} Y_{11}^* & Y_{12}^* & Y_{13}^* & Y_{14}^* \\ Y_{21}^* & Y_{22}^* & Y_{23}^* & Y_{24}^* \\ Y_{31}^* & Y_{32}^* & Y_{33}^* & 0 \\ Y_{41}^* & Y_{42}^* & 0 & Y_{44}^* \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$\text{단, } [Y_{11}^*] = Y_{11}^A + Y_{22}^B - \frac{Y_{23}^B Y_{12}^A}{Y_{22}^B + Y_{33}^C} - \frac{Y_{12}^A Y_{11}^B}{Y_{22}^B + Y_{33}^C}$$

$$[Y_{12}^*] = -\frac{Y_{23}^B Y_{11}^B}{Y_{22}^B + Y_{33}^C} - \frac{Y_{12}^A Y_{17}^D}{Y_{22}^B + Y_{33}^C}$$

$$[Y_{13}^*] = Y_{24}^B - \frac{Y_{23}^B Y_{11}^B}{Y_{22}^B + Y_{33}^C}$$

$$[Y_{14}^*] = -\frac{Y_{12}^A Y_{17}^D}{Y_{22}^B + Y_{33}^C}$$

$$[Y_{21}^*] = -\frac{Y_{12}^A Y_{17}^D}{Y_{22}^B + Y_{33}^C} - \frac{Y_{12}^A Y_{17}^D}{Y_{22}^B + Y_{33}^C}$$

$$[Y_{22}^*] = Y_{77}^D + Y_{11}^B - \frac{Y_{12}^A Y_{17}^D}{Y_{22}^B + Y_{33}^C} - \frac{Y_{12}^A Y_{21}^B}{Y_{22}^B + Y_{33}^C}$$

$$[Y_{23}^B] = -\frac{Y_{12}^B Y_{54}^C}{Y_{22}^B + Y_{55}^C}$$

$$[Y_{24}^B] = Y_{78}^D - \frac{Y_{79}^D Y_{97}^D}{Y_{22}^A + Y_{99}^D}$$

$$[Y_{31}^B] = Y_{42}^C - \frac{Y_{45}^C Y_{54}^C}{Y_{22}^B + Y_{55}^C}$$

$$[Y_{32}^B] = -\frac{Y_{21}^B Y_{45}^C}{Y_{22}^B + Y_{55}^C}$$

$$[Y_{34}^B] = Y_{44}^C - \frac{Y_{45}^C Y_{54}^C}{Y_{22}^B + Y_{55}^C}$$

$$[Y_{41}^B] = -\frac{Y_{21}^A Y_{99}^D}{Y_{22}^A + Y_{99}^D}$$

$$[Y_{42}^B] = Y_{87}^D - \frac{Y_{89}^D Y_{97}^D}{Y_{22}^A + Y_{99}^D}$$

$$[Y_{44}^B] = Y_{88}^D - \frac{Y_{89}^D Y_{97}^D}{Y_{22}^A + Y_{99}^D}$$

$$[Y^C] = \frac{1}{j\omega(L_1 L_2 - M_{12}^2)} \begin{bmatrix} L_2 & -L_2 & -M_{12} & M_{12} \\ -L_2 & L_2 & M_{12} & -M_{12} \\ -M_{12} & M_{12} & L_1 & -L_1 \\ M_{12} & -M_{12} & -L_1 & L_1 \end{bmatrix}$$

$$[Y^D] = [Y^C]$$

$$[Y^A] = \frac{1}{j\omega(L_3 L_4 - M_{34}^2)} \begin{bmatrix} L_3 + L_4 - 2M_{34} & -(L_4 - M_{34}) \\ -(L_4 - M_{34}) & L_4 \end{bmatrix}$$

$$[Y^A] = [Y^B]$$

식 (15)에서 $[Y^A]$, $[Y^B]$, $[Y^C]$, $[Y^D]$ 는 각각 A,B,C,D부분의 어드미턴스 행렬을 나타내며, $[Y^S]$ 는 분기회로의 전체어드미턴스 행렬을 나타낸다. 여기서 R_L 로 중 단시켰으므로 전체 어드미턴스 $[Y]$ 는 다음의 식 (16)과 같이 나타낼 수 있다.

$$[Y] = \begin{bmatrix} Y_{11}^s - \frac{Y_{14}^s Y_{41}^s}{Y_L + Y_{44}^s} & Y_{12}^s - \frac{Y_{14}^s Y_{42}^s}{Y_L + Y_{44}^s} & Y_{13}^s \\ Y_{21}^s - \frac{Y_{24}^s Y_{41}^s}{Y_L + Y_{44}^s} & Y_{22}^s - \frac{Y_{24}^s Y_{42}^s}{Y_L + Y_{44}^s} & Y_{23}^s \\ Y_{31}^s & Y_{32}^s & Y_{33}^s \end{bmatrix} \quad (16)$$

그림 5의 어드미턴스 행렬은 위와 같은 방법으로 계산하면 분기회로의 전체 어드미턴스 행렬 $[Y^s]$ 는 식 (17)과 같이 나타낼 수 있다.

$$[Y^s] = \begin{bmatrix} Y_A^s - \frac{(Y_{11}^s)^2}{Y_A} & 0 & Y_A^s - \frac{Y_{11}^s Y_{12}^s}{Y_A} & -\frac{Y_{11}^s Y_{13}^s}{Y_A} \\ 0 & Y_B^s - \frac{(Y_{11}^s)^2}{Y_B} & -\frac{Y_{11}^s Y_{12}^s}{Y_B} & Y_B^s - \frac{Y_{11}^s Y_{13}^s}{Y_B} \\ Y_A^s - \frac{Y_{12}^s Y_{11}^s}{Y_A} & -\frac{Y_{12}^s Y_{11}^s}{Y_B} & Y_A^s - \frac{(Y_{12}^s)^2}{Y_A} + Y_B^s - \frac{(Y_{12}^s)^2}{Y_B} & -\frac{Y_{12}^s Y_{13}^s}{Y_A} - \frac{Y_{12}^s Y_{13}^s}{Y_B} \\ -\frac{Y_{13}^s Y_{11}^s}{Y_A} & Y_B^s - \frac{Y_{13}^s Y_{11}^s}{Y_B} & -\frac{Y_{13}^s Y_{12}^s}{Y_B} - \frac{Y_{13}^s Y_{12}^s}{Y_A} & Y_B^s - \frac{(Y_{13}^s)^2}{Y_A} + Y_B^s - \frac{(Y_{13}^s)^2}{Y_B} \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$\text{단, } [Y^A] = \frac{1}{j\omega(L_1 L_2 - M_{12}^2)} \begin{bmatrix} L_2 & -L_2 & -M_{12} & M_{12} \\ -L_2 & L_2 & M_{12} & -M_{12} \\ -M_{12} & M_{12} & L_1 & -L_1 \\ M_{12} & -M_{12} & -L_1 & L_1 \end{bmatrix}$$

$$[Y^B] = [Y^A]$$

$$[Y^C] = \frac{1}{j\omega(L_3 L_4 - M_{34}^2)} \begin{bmatrix} L_3 + L_4 - 2M_{34} & -(L_4 - M_{34}) \\ -(L_4 - M_{34}) & L_4 \end{bmatrix}$$

$$[Y^D] = [Y^C]$$

식 (17)에서 $[Y^A]$, $[Y^B]$, $[Y^C]$, $[Y^D]$ 는 각각 A, B, C, D부분의 어드미턴스 행렬을 나타내며, 여기서 R_L 로 종단시켰으므로 전체 어드미턴스 $[Y]$ 는 다음의 식 (18)과 같이 나타낼 수 있다.

$$[Y] = \begin{bmatrix} Y_{11}^s - \frac{(Y_{14}^s)^2}{Y_d} & -\frac{Y_{14}^s Y_{43}^s}{Y_d} & Y_{13}^s - \frac{Y_{41}^s Y_{43}^s}{Y_d} \\ -\frac{Y_{24}^s Y_{41}^s}{Y_d} & Y_{22}^s - \frac{(Y_{24}^s)^2}{Y_d} & Y_{23}^s - \frac{Y_{24}^s Y_{43}^s}{Y_d} \\ Y_{31}^s - \frac{Y_{34}^s Y_{41}^s}{Y_d} & Y_{21}^s - \frac{Y_{34}^s Y_{42}^s}{Y_d} & Y_{33}^s - \frac{(Y_{34}^s)^2}{Y_d} \end{bmatrix} \quad (18)$$

2. 주파수 특성

어드미턴스 행렬 [Y] 또는 임피던스 행렬 [Z]로부터 산관행렬 [S]는 다음 식 (19)로 부터 쉽게 구해진다.

$$[S] = \{ [Z] + Z_o [U] \}^{-1} \{ [Z] - Z_o [U] \} \quad (19)$$

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

여기서, Z_o 는 외부선로의 특성임피던스이며, [U]는 단위행렬이다.

그림 6 및 그림 7은 표 2에 있어서의 분기율 9 dB 와 12 dB의 설계치를 사용한 경우의 고밀도 결함간격의 약결합형 신호분기기에 대한 주파수특성을 식 (16)에 의하여 계산하여 Simulation 한 결과이다. ferrite core 의 재료정수는 T-314를 기준으로 Simulation 하였다.

$$\begin{aligned} & L_{\sigma 1}^2 = L_{\sigma 3}^2 = 0.010017 \mu H, \quad r_1 = 0.2, \quad r_2 = 0.2222, \quad R_L = 69.87 \Omega \\ 12 \text{ dB} & \quad L_{\sigma 2}^2 = 0.250425 \mu H, \quad L_{\sigma 4}^2 = 0.20284425 \mu H \\ & \quad K = 1000 \quad f_m = 3.0 \text{ [MHz]} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & L_{\sigma 1}^2 = L_{\sigma 3}^2 = 0.004452 \mu H, \quad r_1 = 0.333, \quad r_2 = 0.1111, \quad R_L = 63.68 \Omega \\ 9 \text{ dB} & \quad L_{\sigma 2}^2 = 0.040068 \mu H, \quad L_{\sigma 4}^2 = 0.360612 \mu H \\ & \quad K = 1000 \quad f_m = 3.0 \text{ [MHz]} \end{aligned}$$

그림 8은 분기율 16 dB의 설계치를 사용한 경우의 신호분기기의 주파수 특성을 식 (18)에 의하여 Simulation한 결과이다.

$$\begin{aligned} & L_{\sigma 1}^2 = L_{\sigma 3}^2 = 0.004452 \mu H, \quad r_1 = 0.138, \quad r_2 = 0.12765, \quad R_L = 75.05 \Omega \\ 16 \text{ dB} & \quad L_{\sigma 2}^2 = 0.232828 \mu H, \quad L_{\sigma 4}^2 = 0.273220 \mu H \\ & \quad K = 1000 \quad f_m = 3.0 \text{ [MHz]} \end{aligned}$$

을 이용하였다.

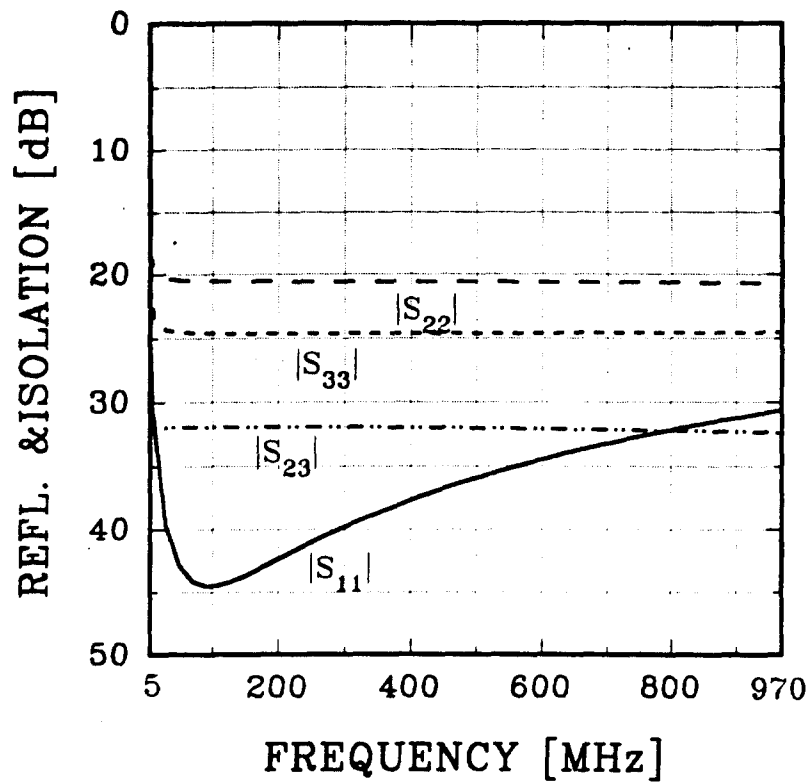
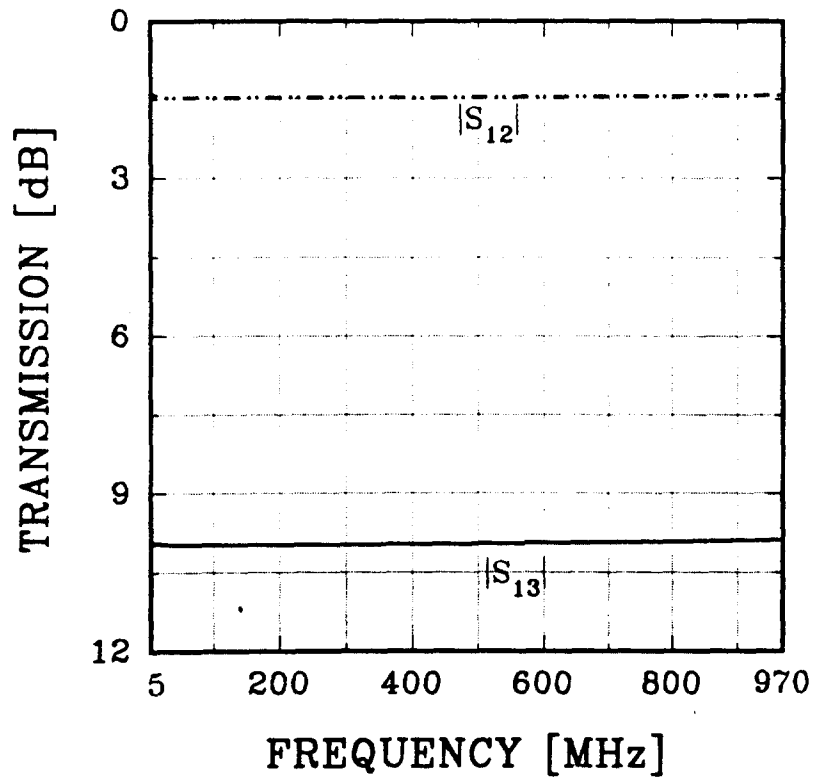


그림 6 코빌도 결합간격의 9 dB 신호분기기의 이론적 주파수 특성
 Fig. 6 Theoretical Frequency response of 9dB Tap-off
 with high density coupling Intervals

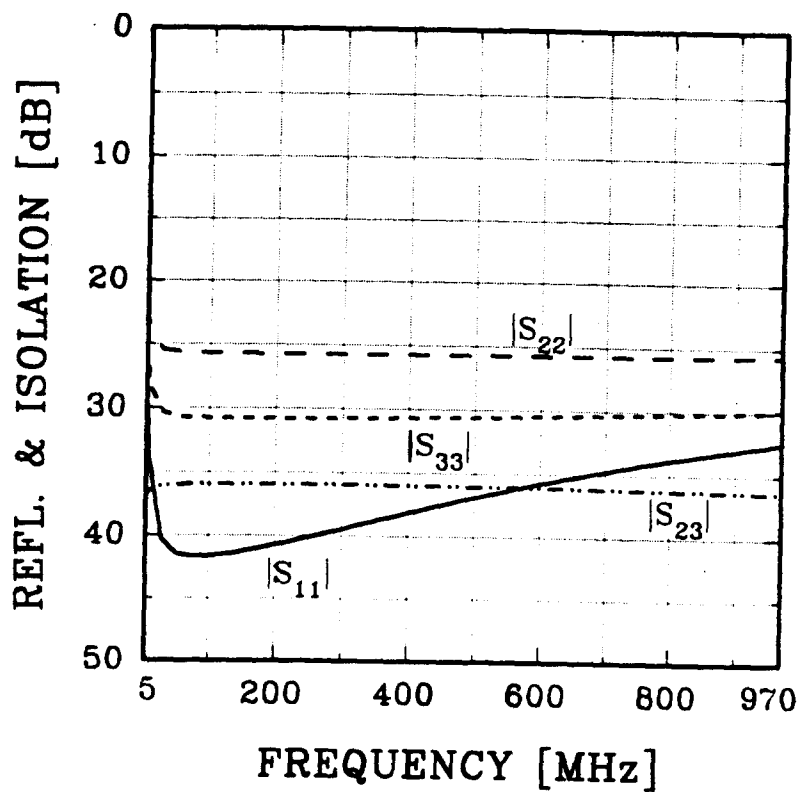
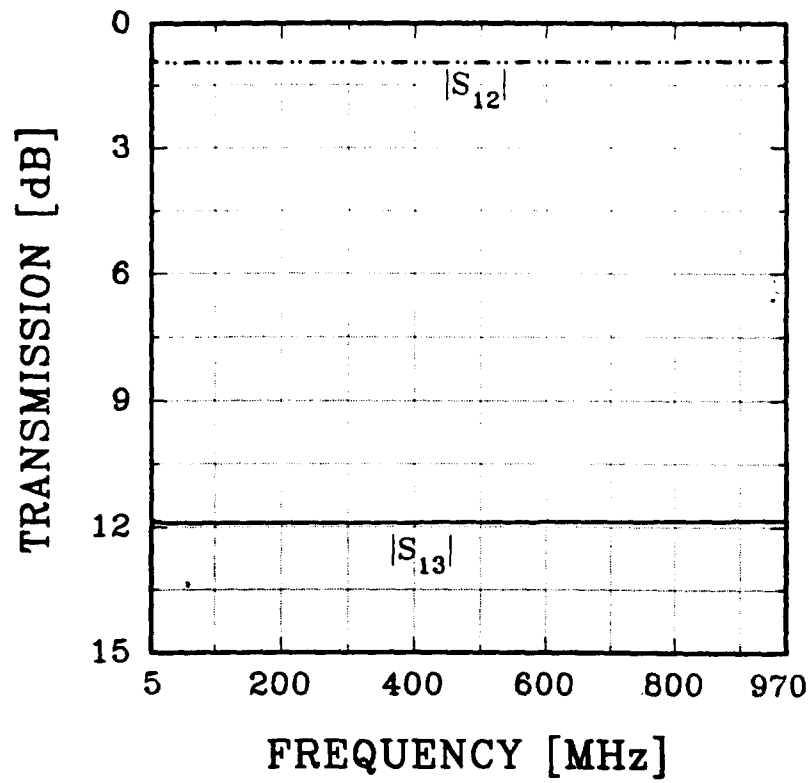


그림 7 고밀도 결합간격의 12 dB 신호분기기의 이론적 주파수 특성
 Fig. 7 Theoretical Frequency response of 12dB Tap-off with high density coupling Intervals

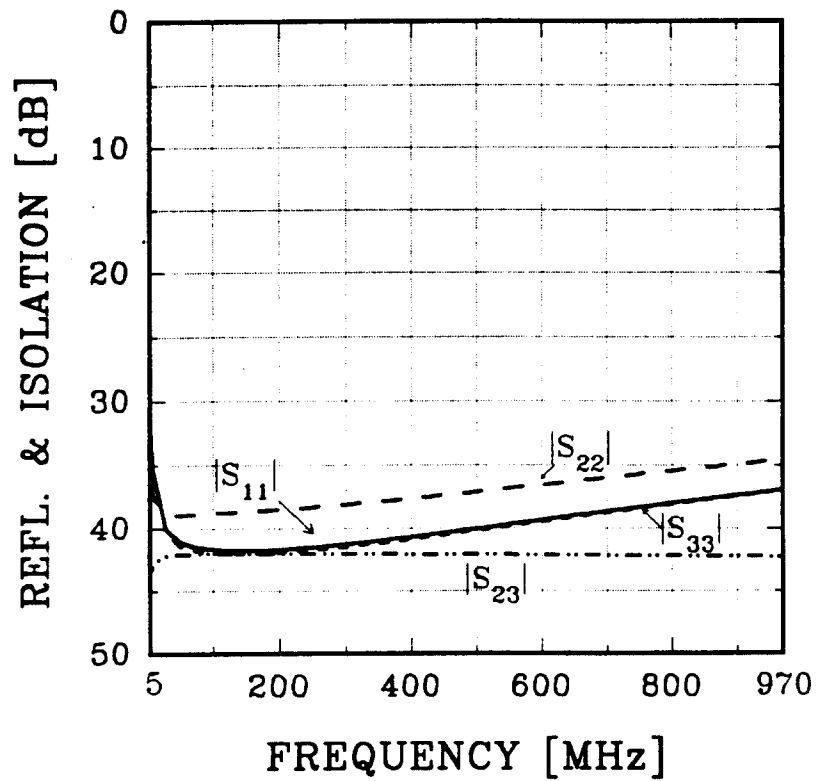
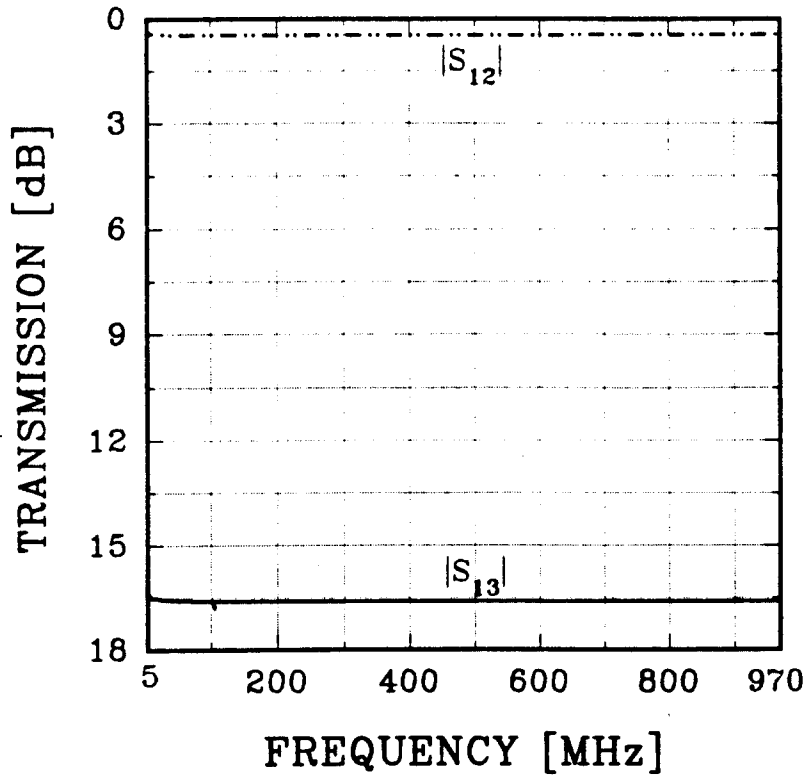


그림 8 코밀도 결합간격의 16 dB 신호분기기의 이론적 주파수 특성
 Fig. 8 Theoretical Frequency response of 16dB Tap-off
 with high density coupling Intervals

V 결 론

CATV 및 MATV 시스템용 종래의 약결합형 신호분기기에 보상변성기를 부가한, 변형된 약결합형 신호분기기를 제안하여 설계의 자유도를 높임과 동시에 설계한 신호분기기의 주파수 특성의 계산방법을 제안하여 이를 이론적으로 계산하였다.

본 논문에서 제시한 설계법을 토대로 하여 지금까지 경험적으로 제작되어 온 신호분기기보다 고밀도 결합간격을 가지는 신호분기기를 고성능의 특성을 가지도록 제작할 수 있을 것이다.

앞으로 Tap-Unit의 성능에 영향을 미치는 Toroidal Core의 복소투자율의 주파수분산특성 및 코일간의 선간용량을 고려한 신호분기기의 주파수특성을 행하여 보다 향상된 신호분기기를 개발하고자 한다.

참 고 문 헌

- [1] A.S. Tabor, "Technical Performance of Community Antenna Television System" IEEE Trans Broadcasting, vol BC-12 No. 1 pp 43-47 Jun. 1966
- [2] 倉石原三郎. "米國における CATV の現狀" 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 System," IEEE Trans. on Consumer Electronics, vol. CE-29, No. 1, pp. 27-38, Feb. 1983
- [4] 김 동일 외, "CATV 및 MATV시스템용 개량된 약결합 전력분배기와 일반화된 n-분기 전력분배기의 설계에 관한 연구," 대한전자공학회 논문지, 제24권 제1호, 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 System" 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 ch4, 1964
- [8] D. C. Youla " Single Frequency Synthesis from a Prescribed Scattering Matrix," IRE Trans. on Circuit Theory vol. CT-4, pp.340-344, Dec.