

CATV 및 MATV 시스템용 고밀도 결합간격의 신호분기기에 관한 연구

김 동 일* · 정 세 모*

A Study on Tap-offs with High Density of Coupling Intervals for CATV and/or MATV Systems

Dong Il Kim · Se-Mo Chung

〈 目 次 〉

I. 서 론	1. immittance matrices
II. 설계이론	2. 주파수 특성
1. 고밀도 결합간격의 약결합형 신호분기 기	IV. 실험 결과
2. 일반화된 형식의 신호분기기	V. 결 론
III. 주파수특성의 해석	참고문헌

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 to construct the two-way power divider (Tap-off) in the generalized type.

Furthermore, the practical measurements of the frequency characteristics for a fabricated circuit show very good agreements with theoretical results.

I. 서 론

유선 TV 방식(Cable Television System)은

* 정회원, 한국해양대학
(본 연구는 1986년도 산학협동재단과 Cony 전자주식회사의 공동분담금제도에 의한 지원에 의하여 이루어졌음)

1949년경 미국에서 개시된 이래, 미국을 비롯한 캐나다, 유럽 등에서는 전토에 실시되고 있으며 [1],[2], 최근 일본, 한국 등에서도 활발히 추진되고 있다. 또, 무선 TV의 난시청지역 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 엄격

력적 사고 있다. 특히, channel 수의 증가에 따른 기술적 문제, CATV를 bi-direction으로 사용하는 데 따른 기술의 개발, 인공위성으로부터의 중계 및 광 fiber 통신의 응용 등의 기술개발이 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 지나는 cable이 지선(feeder)으로 되고, 지선에는 Tap-off가 적당한 간격(예를 들면 50m)으로 중속 설치되어 있다. Tap-off에는 결합도가, 예를 들어 25, 19, 14, ..., 6, 4 dB의 series의 것이 발매되어, 신호의 강도에 맞추어 사용하고 있다. 또한, Tap-off에는 splitter라 불리는 분배기가 부착되어 있어 4가닥의 drop line이 나와 있으며, 이것은 각

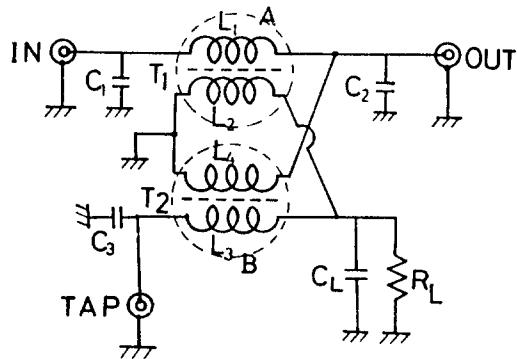
가입자의 TV set에 신호를 전송하는 역할을 한다.

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[3]. 그러던중도, 이들 회로는 단지 실험적·경험적으로 제작되어 왔으며, 이론적인 해석 또는 엄밀한 설계법이 확립되어 있지 않았다. 최근 이들 회로에 관한 이론해석 및 설계법이 검토된 바 있다[3], 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.

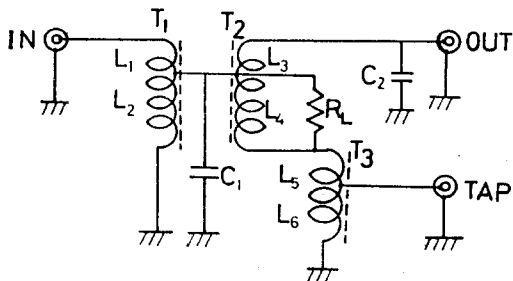
따라서, 본 연구에서는 보조 변성기가 부가된 약결합형 신호 분기기를 제안하여, 설계의 자유도를 높임으로써 상당히 조밀한 결합간격의 회로구성이 가능해질 것을 밝히고, 그 설계법을 제안한다.

한편, 다선조 이상변성기와 저항만으로 구성되는 일반화된 n-방향 전력분배기를 Tap-off로 사용하는 경우의 회로구성 방법을 설명한다.

나아가서, 제안한 신호분기기에 대한 주파수 특성을 이론적으로 계산하여, 실제로 설계·제작한 회로의 측정치와 비교 검토함으로써, 제안한 설계 이론 및 특성해석법의 타당성을 확인한다.



(a) 약결합형 전력분배기



(b) 강결합형 전력분배기

그림 1. 종래형식의 TAP Unit

I. 설계이론

1. 고밀도 결합간격의 약결합형 신호분리기

그림 1(a)에 나타난 회로의 이론해석에서 반사 손실 20dB 이하의 특성을 얻기 위한 결합도의 한계는 6.2dB로 추정되었으나[3], 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, 본 논문에서는 그림 2와 같이 새로운 보조변성기를 삽입하면(4) 실현할 수 있는 결합도의 간격을 대폭 좁힐 수 있음을 밝히고, 그 설계법을 설명한다.

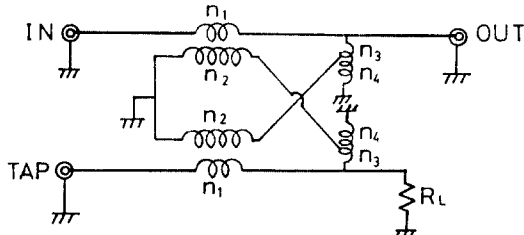


그림 2. 코밀도 결합관격의 약결합형 신호분기기

그림 2에 나타내는 신호분기기를 구성하는 주 변성기 및 보조변성기의 권선비를 각각 r_1 및 r_2

라 하고 식(1)과 같이 놓자.

$$r_1 = n_1/n_2, \quad r_2 = n_3/n_4 \quad (1)$$

또 각각의 권선의 inductance는 다음과 같이 놓을 수 있다.

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

여기서, L_0 및 L_0' 은 ferrite core의 기하학적 구조에 의하여 정해지는 상수이며, 투자율 μ 는 식(3)으로 근사할 수 있다(5).

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

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

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

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

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

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

$$S_{12} = S_{21} = \pm \frac{2(1+r_2)^2 \{r_1^2 - (1+r_2)^2\} \bar{R}_L - (1-r_1^2)^2}{D} \quad (4)$$

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

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

단, $\bar{R}_L = R_L/R_0$
 $D = (1+r_2)^2 \{2(1+r_2)^2 + r_1^2\} + \{2(1+r_2)^4 - r_2^2(1+r_2)^2 + r_1^4\} \bar{R}_L$
 R_0 는 external line의 특성 임피던스

식(4)에서, 완전 isolation 및 정합의 조건은

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

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

따라서, 이 회로에 요구되는 반사 및 isolation 특성을 고려하여,

$$F \triangleq S_{11}^2 + S_{22}^2 + S_{33}^2 + S_{13}^2 \quad (6)$$

의 평가함수를 정의하고, 이를 최소로 하는 흡

수저항(isolation resistance) \bar{R}_L 의 최적치를 식(7)에 의하여 구한다.

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

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

$$\bar{R}_L = \frac{8 - 4x^2 + 6x^4 - x^6 + x^8}{8 - 12x^2 + 19x^4 - 7x^6 + x^{10}} \quad (8)$$

단, $x = r_1/(1+r_2)$

$r_1^2 \ll 1$ 이므로(3), 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.

$$S_{11} \cong -\frac{x^2}{2(1-x^2)} = \frac{-r_1^2}{2[(1+r_2^2)-r_1^2]}$$

$$S_{22} = -S_{11}$$

$$S_{33} \cong 0$$

$$S_{12} \cong \frac{2-3x^2}{2(1-x^2)} = \frac{2(1+r_2^2)-3r_1^2}{2[(1+r_2^2)-r_1^2]} \quad (10)$$

$$S_{13} \cong x = \frac{r_1}{1+r_2}$$

$S_{33} \cong 0$
 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.

표 1 지정된 반사계수에 대한 최대분기율 및 x 값

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

그림 2에 제안한 분기기를 종래의 약결합형 신호분기기와 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 흡수저항의 값을 나타낸 예이다. 개량된 약결합형 신호분기기에 있어서는 권선비가 비록 이산적인 값 밖에 취

해질 수 없다 하더라도 상당히 조밀한 결합간격의 회로설계가 가능해짐을 알 수 있다.

표 2 r_1 및 r_2 의 조합에 의한 결합도 및 최적 흡수저항

FOR $r_1 = 33333(1:3)$			r_2	COUPLING	OPT. RL
00000(1:*)	9	54243	95	000	
11111(1:9)	10	45757	82	803	
12500(1:8)	10	55548	82	583	
14286(1:7)	10	70226	82	313	
16667(1:6)	10	88136	81	977	
20000(1:5)	11	12795	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	39014	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	89425	77	551	
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	76	997	
33333(1:3)	16	47817	76	746	
50000(1:2)	17	50223	76	370	

2. 일반화된 형식의 신호분기기

약결합형 신호분기기는 TAP에의 결합도에 한계를 가지고 있으며, 더우기 정합도에 있어서도 그 한계가 있다. 그러나, 일반화된 형식의 신호분기기 [4], [6]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 회로구성에 의하여 실현되며 [4], 이 때의 다선조 변성기를 구성하는 코일의 권선비 행렬 $[T]$ 는 식(11)로 주어진다.

$$[T] = \begin{pmatrix} t_1 & \pm t_2 \\ t_2 & \mp t_1 \end{pmatrix} \quad (11)$$

식(11)로 나타내는 권선비를 가지는 그림 3의 회로는 이상적인 2-방향 전력분배기로서 동작하게 되며 [4], [6]—[10], 그 때의 산란행렬 $[S]$ 는 식(12)와 같이 된다.

$$[S] = \begin{pmatrix} 0 & t_1 & t_2 \\ t_1 & 0 & 0 \\ t_2 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (12)$$

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.

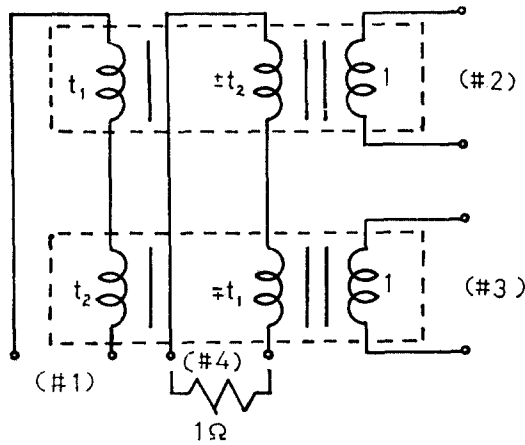


그림 3. 일반화된 형식의 2-방향 신호분기기

III. 주파수특성의 해석

1. immittance matrices

그림 2 및 그림 3에 나타낸 신호분기기의 주파수 특성을 해석하기 위하여, 이들 회로를 구성하는 각 회로소자를 집중정수 소자로 가정하고[3], 우선 admittance 행렬 또는 impedance 행렬을 계산한다.

그림 2에 나타낸 약결합형 신호분기기에 있어서, 커패시터는 원리상의 동작특성에는 영향을

미치지 않지만, 특성의 보상을 위해 부가적으로 IN, OUT, TAP 및 R_L 과 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 나타낸 일반화된 형식의 2-방향 전력분배기에 있어서, 상단의 다선조 변성기를 구성하는 각 코일의 inductance 를 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_{i12} , M_{i13} , M_{i23} ($i=1$ for upper multi-winding transformer, $i=2$ for lower one) 등으로 표현하면

$$M_{ijk} = M_{ikj} \quad (13)$$

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, 1', 2', 2)로 바꾸면, 이 때의 전압과 전류 사이의 관계는 식 (14)와 같다.

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

$$\text{단, } V' = \begin{bmatrix} V_{1'} \\ V_{2'} \end{bmatrix} \quad I' = \begin{bmatrix} I_{1'} \\ I_{2'} \end{bmatrix}$$

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

$$Z_{12} = Z_{21} = j\omega(M_{112} + M_{212})$$

$$Z_{31} = Z_{13}' = \begin{bmatrix} j\omega M_{111}' \\ j\omega M_{212}' \end{bmatrix}$$

$$Z_{22} = j\omega(L_{12} + L_{22})$$

$$Z_{32} = Z_{23}' = \begin{bmatrix} j\omega M_{121}' \\ j\omega M_{222}' \end{bmatrix}$$

$$Z_{33} = \begin{bmatrix} j\omega L_1' & 0 \\ 0 & j\omega L_2' \end{bmatrix}$$

port-2, 즉 본래의 port-4 를 R 로 종단하면

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

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

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

2. 주파수 특성

어드미턴스 행렬 $[Y]$ 또는 임피던스 행렬 $[Z]$

로부터 산란행렬 $[S]$ 는 다음 식 (17)로부터 쉽게 구해진다.

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

또는

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

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

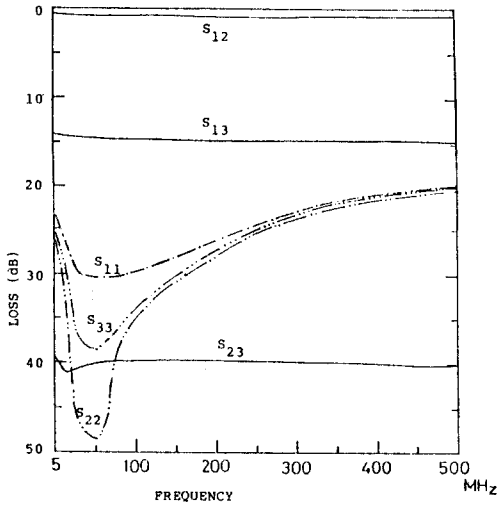


그림 4. 고밀도 결합간격의 14dB 신호분기기의 이론적 주파수 특성

그림 4는 II장에서 설계된 표 2에 있어서의 분기율 14dB($r_1=0.25$, $r_2=0.25$ 및 $R_2=78.2\Omega$)의 설계치를 사용한 경우의 고밀도 결합간격의 약결합형 신호분기기에 대한 주파수 특성을 식(17a)

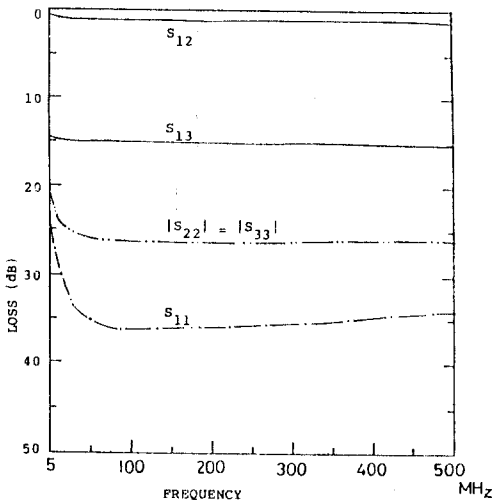


그림 5. 일반화된 형식의 14dB 신호분기기의 이론적 주파수 특성

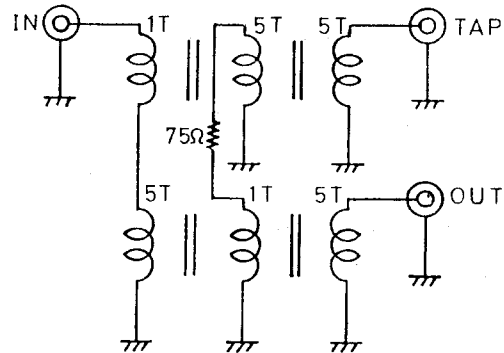
에 의하여 계산한 것이다. 여기서, $L_3 m_1^2 = L_3 m_2^2 = 0.004452 \mu H$ 로 하였으며, $K=500$, $f_m=6.0$ MHz, $C_1=C_2=C_3=C_4=0.3pF$ 로 하였다.

한편, 그림 5는 일반화된 형식의 2-방향 신호 분배회로를 14dB 용 분기기로 사용할 경우의 주파수 특성을 식(17b)에 의해 계산한 것으로, 이때의 다선조 변성기의 권선비는 상단이 1:5:5, 하단이 5:1:5이다. 코일의 인덕턴스는 core의 투자율을 1로 하였을 때 0.001113 μH 로 하고, $K=1000$, $f_m=3.0$ MHz로 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. 실험 결과

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



*Coil 5T : Polyurethane Wire 0.29mmφ
Coil 1T : Polyurethane Wire 0.29mmφ

그림 6. 일반화된 형식의 14dB 신호분기회로

그림 7은 설계, 제작한 TAP에의 결합도가 14-

dB 인 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[3]. 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.

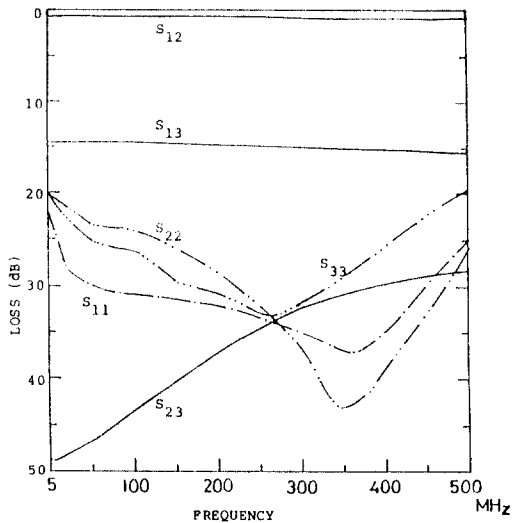


그림 7. 일반화된 형식의 14dB 분기기의 실측 주파수 특성

V. 결 론

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

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

참 고 문 헌

- [1] A. S. Taylor, "Technical Performance of Community Antenna Television Systems," IEEE Trans. Broadcasting, vol. BC-12, No. 1, pp. 42~47, Jun. 1966.
- [2] 倉石源三郎, "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 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 제1호, pp. 115~122(1987.1)
- [5] Y. Naito, "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.