

CATV 시스템용 광대역 쌍방향 전송회로의 설계 · 제작에 관한 연구

주 인 권*, 김 동 일**

A Study on Design and Fabrication of Broadband Bidirectional Transmitting Circuits for CATV Systems

In Kwon Joo*, Dong Il Kim**

Abstract

This paper describes the broad-band design theory of weakly-coupled Tap-Off for CATV systems. The fabricated Tap-Offs by the proposed line impedance matching have much improved frequency characteristics compared with conventional ones. Thus, the useful bandwidth of Tap-Offs have been extended from 5 to 2000MHz. Turn number of the coils composing the transformer are to be 0.9, 1.1, 1.9, 2 and 2.9, etc, not integers (or multiples of 0.5) in the actual circuits.

Furthermore, the practical measurements of the frequency characteristics for a fabricated Tap-Off circuit show very good agreements with theoretical results, and, hence, the validity of the proposed design and analysis methods have been confirmed.

1. 서 론

CATV는 1949년경 미국 오리건주(Oregon) 아스토리아 지방의 산간지대에서 TV전파 수신에 어려움 가까운 산위 또는 양정지역에 공동안테나(Master Antenna)를 설치하여 수신된 공중파를 유선 케이블로 전송하여 각각의 가입자에게 분배하는 방식으로서 단시정 해소기능을 갖는 공동수신 시스템(CATV; Community Antenna Television)으로 시작되었다.

그후, TV방송의 보급과 함께 공중파 TV방송에 대응하여 케이블을 이용한 텔레비전방송이라는 유선방송시스템(CATV; Cable Television)으로 발전되어 세계 각국에 널리 보급되었다.

* 한국해양대학교 전자통신공학과 석사과정 진화통신전공

** 한국해양대학교 전자공학과 교수

이러한 CATV의 발전은 지역, 문화, 기술, 도입형태 및 정책 등의 요소에 의하여 각 나라별로 약간씩 차이가 있다. 기술의 발전에 따라 공중파의 단순중계에서 다채널의 쌍방향기능으로 음성, 영상은 물론 컴퓨터와 결합하여 고속 데이터 전송, 홈쇼핑, 홈뱅킹, 원격진찰, 방방, 방재, 수도검침, 지역생활정보, VOD (Video On Demand) 등의 실현을 눈앞에 두고 있다.

이와 같이 CATV 시스템은 급속한 발전을 계속하고 있는 한편, 그 기술적인 요구도 점차 엄격해져 가고 있다.

CATV 시스템의 중요한 기본소자로는 신호분기기(Tap-Off or Tap Unit) 및 신호분배기(Power Splitter)가 있으며, 이들이 불량할 경우, Ghost 현상이나 화면의 찌그러짐, 전송정보의 손실, 채널확대의 한계등이 생기게 된다.

종래부터 사용되어 오고 있는 Tap-Off에는 그림 1의 형식이 있으나, 그 회로는 단지 실험적, 경험적으로 제작되어 왔으며, 이론적 해석 또는 엄밀한 설계법이 확립되어 있지 않았다. 최근 신호분기기 회로에 대한 이론해석 및 설계법이 검토된 바 있으나,^{[1]~[4]} 실제 제작되어 시판되고 있는 Tap-Off는 특성이 불량하고, 주파수 특성이 일정하지 못하며, 대역폭이 5~600MHz 이내이다. 그에 따라 정보를 양호하게 전송하는데 문제가 되고 있으며, 영상채널과 정보통신 서비스의 확대에 한계를 가지게 되었다.

연구대상인 Tap-Off는 입력신호를 Tap으로 10, 13, 15dB 등의 신호레벨로 분기하고, Out port로 나머지 신호를 출력할 수 있어야 한다. 모든 port의 정합이 얻어지고, Tap과 Out port간의 Isolation이 이루어져야 한다. 본 연구에서 요구되는 회로특성의 목표치는 주파수대역 5~2000MHz에서 반사계수 -20dB 이하, Isolation -25dB 이하이다.

따라서, 본 논문에서는 지금까지 경험적, 실험적으로 제작되어 온 약결합형 신호분기기에 대한 이론적 주파수 특성을 해석하고, 광대역 최적설계법을 선로의 특성임피던스를 고려하여 제안한다.

나아가서, 제안된 광대역 최적설계법에 따라 실제 신호분기기를 제작하고 회로의 특성을 측정하여 이론치와 비교함으로써, 제안한 설계이론 및 특성해석법의 타당성을 확인한다.

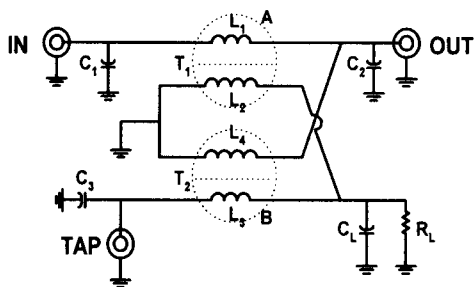


그림 1. 종래형식의 약결합형 신호분기기

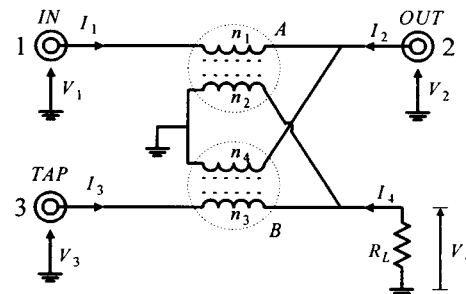


그림 2. 원형의 약결합형 신호분기기

II. 최적설계이론

종래부터 사용되어 오고 있는 신호분기기는 반사·경합각·삽입손으로 설계되고 있어서 주파수특성은 양호하지 못한 편이다. 따라서 본 장에서 그 이론적인 설계를 행하고자 한다.

후술 문헌¹⁾에서 기술한 바와 같이 회로의 특성에 크게 영향을 주지 않는 문헌식을 재기한 원형의 이상화된 신호분기기의 등가회로는 그림 2와 같다.

다음 식(1)와 같은 조건을 만족할 때 분기회로를 구성하는 각 변성기는 이상적인 변성기로 근사할 수 있으므로 결합·전달 방정식은 다음 식(2)과 같다.

$$\begin{aligned} \omega L_1(1-k^2) &\ll Z_0 \\ \omega L_2 &\gg R_L \end{aligned} \quad (1)$$

단, $\omega = 2\pi f$, f 는 주파수, k 는 자기결합계수, R_L 은 isolation 저항, Z_0 는 external line의 특성 임피던스, L_1, L_2 는 변성기를 구성하는 1차주 및 2차주 Coil의 인덕턴스

$$\begin{aligned} \frac{V_1 - V_2}{n_1} &= \frac{-V_1}{n_2}, & \frac{V_3 - V_4}{n_3} &= \frac{-V_2}{n_4} \\ n_1 I_1 &= n_2(I_3 + I_4), & n_3 I_3 &= n_4(I_1 + I_2) \end{aligned} \quad (2)$$

여기서, 신호분기기를 구성하는 변성기의 권선비를 다음 식(3)과 같이 놓았다.

$$r_1 = \frac{n_1}{n_2}, \quad r_2 = \frac{n_3}{n_4} \quad (3)$$

문헌¹⁾에서와 같이 식(2)을 이용해 관련행렬의 각 요소를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{R_L(1-r_1r_2)^2 + (r_1-1) - r_1^2}{D}, & S_{22} &= \frac{R_L(1+r_1^2 - (1-r_1r_2)^2) - r_1^2}{D} \\ S_{33} &= \frac{R_L(1+r_1^2 + (1-r_1r_2)^2) + r_1^2 - 2}{D}, & S_{12} = S_{21} &= \frac{+2\{R_L(1-r_1r_2) + 1\}}{D} \\ S_{13} = S_{31} &= \frac{+2\{R_Lr_1 + r_1\}}{D}, & S_{23} = S_{32} &= \frac{+2\{R_Lr_1(r_1r_2 - 1) + r_1\}}{D} \end{aligned} \quad (4)$$

단, $D = R_L(1-r_1r_2)^2 + r_1^2 + 1 + 2 \cdot r_1^2$

$$R_L = \frac{R_L}{Z_0}, \quad Z_0 \text{는 external line의 특성 임피던스}$$

식(4)에서 완전 Isolation 및 정합의 조건은

$$r_1 = 0, \quad R_L = 1 \quad (5)$$

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 Isolation특성을 고려하여 평가함수 F 를 정의하면

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

식(6)의 평가함수를 최소로 하는 흡수저항(isolation resistance)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

$$\bar{R}_L = \frac{(4+3r_1^2)\{(1-r_1r_2)^2+1+r_1\}+(2+r_2^2)(4-2r_1^2-r_2^2(2-2r_1r_2+r_1^2r_2^2-r_1^2))}{(2+r_2^2)(3(1-r_1r_2)^4-2(1-r_1^2)(1-r_1r_2)^2+3-2r_1^2+3r_1^4)+((1-r_1r_2)^2+r_1^2+1)(4-2r_1^2-r_2^2(2-2r_1r_2+r_1^2r_2^2-r_1^2))} \quad (8)$$

$r_1, r_2 \ll 1$ 로 r_1, r_2 에 관한 3차항 이상을 무시하면 식(8)은 다음과 같이 근사할 수 있다.

$$\bar{R}_L = \frac{2-r_1r_2}{2-3r_1r_2} \quad (9)$$

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

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{(r_1^2-2r_1r_2-r_2^2)}{d}, & S_{12} &= \frac{2(2-3r_1r_2)}{d} \\ S_{22} &= \frac{(r_1^2-2r_1r_2-r_2^2)}{d}, & S_{13} &= \frac{\{2(r_1+r_2)-r_1r_2(r_1+3r_2)\}}{d} \\ S_{33} &= \frac{r_2^2-r_1^2}{d}, & S_{23} &= \frac{2(r_2-r_1)}{d} \end{aligned} \quad (10)$$

단, $d=4-6r_1r_2+r_1^2r_2^2$

따라서, 완전 isolation 을 얻기 위해서는 $r_1=r_2=r$ 의 조건이 필요하다. 그러므로 식(10)은 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned} S_{11} &\cong \frac{-r^2}{2-2r^2}, & S_{22} &= \frac{r^2}{2-2r^2} = -S_{11} \\ S_{33} &= 0, & S_{12} &\cong \frac{2-3r^2}{2-2r^2} = 1+S_{11} \\ S_{13} &\cong r, & S_{23} &= 0 \end{aligned} \quad (11)$$

표 1. 권선비에 따른 결합도, 흡수저항, 삽입손실, 반사손실

권선비 (n_1/n_2)	결합도 ($ S_{13} $)	R_L	$ S_{12} $	$ S_{11} $ $= S_{22} $
0.3878 (1.9/4.9)	8.23 dB	89.56 Ω	0.805 dB	21.06 dB
0.3220 (1.9/5.9)	9.84	84.21	0.518	24.75
0.3103 (0.9/2.9)	10.16	83.44	0.456	25.47
0.2308 (0.9/3.9)	12.74	79.3	0.246	31.09
0.1837 (0.9/4.9)	14.72	77.67	0.153	35.16
0.1525 (0.9/5.9)	16.33	76.81	0.104	38.48

권선비를 지정한 때에 얻어질 수 있는 삽입손실, 결합도 (coupling), 반사량 및 최적흡수저항 값을 표 1에 나타내었다. 표에서 보는바와 같이 권선수는 정수 혹은 0.5의 배수로 구성되지 않

한다는 것을 실험을 통해 알 수 있다. 권선이 페라이트 토로이드의 Hole을 한 번 통과하면 0.9turn이 실현되고, 계속해서 권선을 Hole에 넣기 시작한 지점까지 감았을 때에 1turn이 실현된다. 이는 페라이트 토로이드의 Hole속에 있는 권선부분은 자속발생에 큰 영향을 미치지만, 페라이트 토로이드의 외주면에 감겨져 있는 권선부분은 자속발생에 영향이 작기 때문인 것으로 사료된다.

III. 주파수특성 해석

본 상에서는 문헌^[1]에서 기술한 바와 같이 회로가 집중소자로 구성되었다는 가정하에 주파수 특성을 해석하고, 실험결과와 비교·검토한다.

III-1. 어드미턴스 행렬(Admittance Matrices)

그림 2와 같은 원형의 약결합형 신호 분기기의 주파수특성을 해석하기 위하여, 문헌^[1]에서와 같은 방법으로 admittance행렬을 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 2의 원형의 약결합형 신호분기기의 어드미턴스 행렬은 식(12)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} &= [Y] \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} \\ Y_{21} & Y_{22} & Y_{23} \\ Y_{31} & Y_{32} & Y_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \\
 [Y] &= \begin{bmatrix} Y_{11}^A - \frac{(Y_{14}^A)^2}{Y_{dm}} & Y_{12}^A - \frac{Y_{14}^A(Y_{13}^A + Y_{13}^B)}{Y_{dm}} & -\frac{Y_{14}^A Y_{12}^B}{Y_{dm}} \\ Y_{12}^A - \frac{Y_{14}^A(Y_{13}^A + Y_{13}^B)}{Y_{dm}} & (Y_{11}^A + Y_{33}^B) - \frac{(Y_{13}^A + Y_{13}^B)^2}{Y_{dm}} & Y_{14}^B - \frac{Y_{12}^B(Y_{13}^A + Y_{13}^B)}{Y_{dm}} \\ -\frac{Y_{14}^A Y_{12}^B}{Y_{dm}} & Y_{14}^B - \frac{Y_{12}^B(Y_{13}^A + Y_{13}^B)}{Y_{dm}} & Y_{11}^B - \frac{(Y_{12}^B)^2}{Y_{dm}} \end{bmatrix} \quad (12)
 \end{aligned}$$

단,

$$[Y^A] = \frac{1}{j\omega(L_1 L_2 - M_{12}^2)} \begin{bmatrix} L_1 & -L_2 & -M_{12} & M_{12} \\ -L_2 & L_2 & M_{12} & -M_{12} \\ -M_{12} & M_{12} & L_1 & -L_1 \\ M_{12} & -M_{12} & -L_1 & L_1 \end{bmatrix} \quad [Y^B] = \frac{1}{j\omega(L_3 L_4 - M_{34}^2)} \begin{bmatrix} L_4 & -L_4 & -M_{34} & M_{34} \\ -L_4 & L_4 & M_{34} & -M_{34} \\ -M_{34} & M_{34} & L_3 & -L_3 \\ M_{34} & -M_{34} & -L_3 & L_3 \end{bmatrix}$$

$Y_{dm} = Y_{33}^A + Y_{11}^B + 1/R_L$, $\omega = 2\pi f$, 그리고 f 는 동작주파수이다. $[Y^A]$ 와 $[Y^B]$ 는 각각 변

성기 A, B에 대한 4×4 어드미턴스 행렬을 나타낸다.

또, 각각의 권선의 inductance는 다음과 같이 볼 수 있다.

$$\begin{aligned} L_1 &= \mu L_0 n_1^2, & L_2 &= \mu L_0 n_2^2 \\ L_3 &= \mu L_0 n_3^2, & L_4 &= \mu L_0 n_4^2 \\ M &= k\sqrt{L_i L_j} \end{aligned} \quad (13)$$

여기서 L_0 및 $L_0 \dot{}$ 는 ferrite core의 기하학적 구조에 의하여 정해지는 상수이며, 코일간의 투자율 μ 와 자기결합계수 k 는 식(14)와 식(15)로 근사할 수 있다.^{[1],[5]}

$$\mu = 1 + \frac{K}{1 + j \frac{f}{f_m}} \quad (14)$$

$$k = k_f + (k_0 - k_f) \frac{|\mu|}{1 + K} \quad (15)$$

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

k_f 는 $f \approx \infty$ 일때의 자기결합계수, k_0 는 $f \approx 0$ 일때의 자기결합계수이다. 실험적으로 k_f 와 k_0 는 각각 0.96과 0.995로 결정되었다.

III-2. 주파수특성의 계산

약결합형 신호분기기에 대한 산란행렬은 식(12)에서 유도된 어드미턴스 행렬 $[Y]$ 를 이용하여 다음 식에 의해 구해진다.

$$[S] = \{Z_0[Y] + [I]\}^{-1} \{[I] - Z_0[Y]\} \quad (16)$$

여기서, $[I]$ 는 단위행렬이고, Z_0 는 외부선로의 특성임피던스이다.

그림 3은 II장에서 설계된 표 1에 있어서의 분기율 10.16 dB ($r_1 = r_2 = 0.3103$ 및 $R_L = 83.44 \Omega$)의 설계치를 사용한 경우의 약결합형 신호분기기에 대한 주파수특성을 식(16)에 의하여 계산한 것이다. 여기서, 코일의 인덕턴스는 코어의 투자율을 1로 하였을 때 $0.001113 \mu\text{H}$ 로 하고, 실제 계산에서는 $L_0 n_1^2 = L_0 \dot{n}_4^2 = 0.00090153 \mu\text{H}$, $L_0 n_2^2 = L_0 \dot{n}_3^2 = 0.00936033 \mu\text{H}$ 로 하였으며, $K=1000$, $f_m = 3\text{MHz}$ 로 하였다.

한편, 그림 4는 14.72 dB ($r_1 = r_2 = 0.1837$ 및 $R_L = 77.56 \Omega$)의 설계치를 사용한 경우의 약결합형 신호분기기에 대한 주파수특성을 식(16)에 의하여 계산한 것이다.

여기서, $L_0 n_1^2 = L_0 \dot{n}_4^2 = 0.00090153 \mu\text{H}$, $L_0 n_2^2 = L_0 \dot{n}_3^2 = 0.02672313 \mu\text{H}$ 로 하였으며, $K=1000$, $f_m = 3\text{MHz}$ 로 하였다.

그림 3과 그림 4에서, 분기율은 약 10 dB와 15 dB로 되어 있으며, Insertion loss는 약 1.0~2.5 dB정도이다.

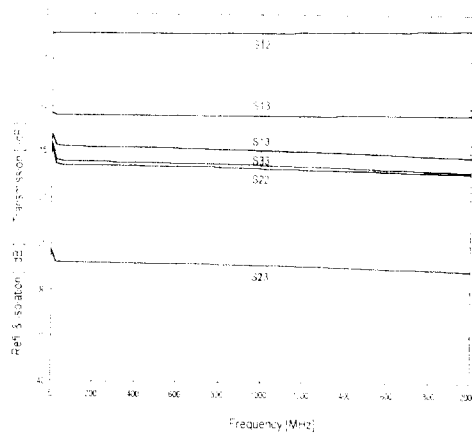


그림 3. 원형의 약결합형 신호분기기
(10 dB)의 이론적 주파수 특성

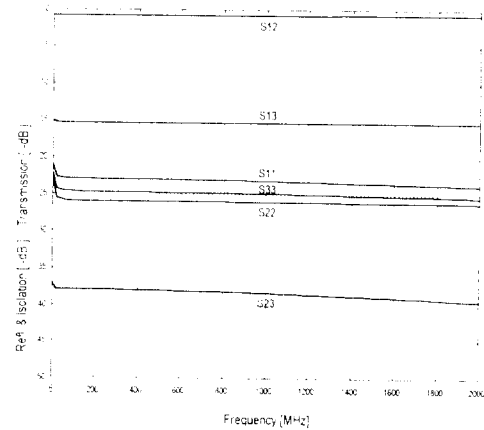


그림 4. 원형의 약결합형 신호분기기
(15 dB)의 이론적 주파수 특성

IV. 실험결과

원형의 약결합형 신호분기기의 주파수 특성을 실험을 통해 이론치와 비교, 검토하였다. 회로를 제작할 때 사용한 코어는 일본의 Nippon Ferrite사의 T-314 OPW 5-3-3-1H₂이며 코일은 0.18 mm Φ 의 와이어를 사용하였다.

그림 2에서 트랜스포머 A, B와 연결된 선로의 특성임피던스는 75 Ω 이다. 선로의 특성임피던스를 고려하지 않고 제작한 종래형식의 약결합형 신호분기기의 주파수특성¹⁴⁾을 그림 5와 그림 6에 나타내었고, 선로의 특성임피던스를 정합하여^{16)~18)} 제작한 원형의 약결합형 신호분기기의 주파수특성을 그림 7, 그림 8, 그림 9에 나타내었다.

선로의 특성임피던스를 정합하지 않고 제작한 종래형식의 약결합형 신호분기기는 원형의 약결합형 신호분기기에 손실치를 추가하여 주파수특성의 향상을 꾀하였지만, 주파수특성은 5~600 MHz의 주파수대역에서는 특성이 양호하고 600 MHz에서 부터 점차로 특성이 열화됨을 알 수 있다. 이는 선로의 특성임피던스가 75 Ω 으로 정합되지 않아 많은 반사가 일어나므로 인해 특성이 열화되는 것으로 사료된다.

한편, 선로의 특성임피던스를 정합하여 제작한 분기율 10 dB의 원형의 신호분기기의 실제 주파수특성을 나타낸 그림 7과 이론적인 그림 3을 비교하여 보면, 삽입손실과 결합도의 이론치와 실제치가 전주파수대역에서 서로 잘 일치함을 알 수 있다. 또한 이론치의 반사계수들은 약 -15 dB의 값을 나타내지만, 실제치는 -15 dB 이하의 값들을 나타내며, 이는 기생용량의 조절에 의한 특성의 결과로 사료된다.

그리고, 선로의 특성임피던스를 정합하여 제작한 분기율 15 dB의 원형의 신호분기기의 실제 주파수특성을 나타낸 그림 8, 그림 9와 이론적인 그림 4를 비교해 보면, 삽입손실과 결합도의

이론치와 실측치가 전주파수대역에서 서로 잘 일치함을 알 수 있다. 코일로 선로를 구성한 15 dB 신호분기기의 실측 주파수특성을 나타낸 그림 8의 경우에, 실측 반사계수들과 실측 Isolation은 이론치와 차이가 있으며, 이는 기생용량의 발생과 제작상의 오차에 기인하는 것으로 사료되며, 비록 오차가 있긴 하나 '반사계수 -20 dB 이하, Isolation -25 dB 이하' 라는 규격을 만족하고 있다.

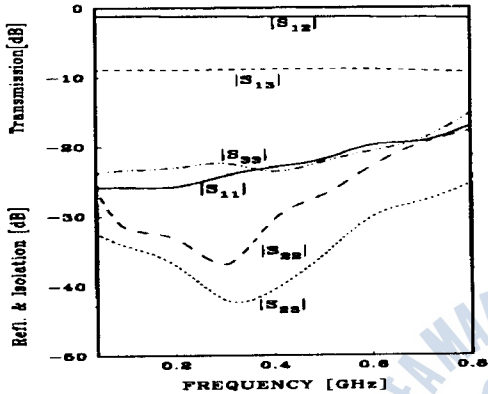


그림 5. 종래형식의 약결합형 신호분기기 (9 dB)의 실측 주파수특성

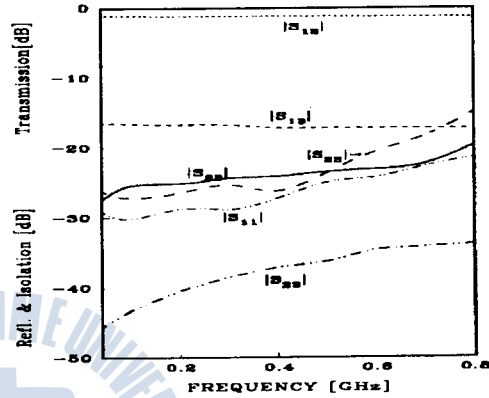


그림 6. 종래형식의 약결합형 신호분기기 (16 dB)의 실측 주파수특성

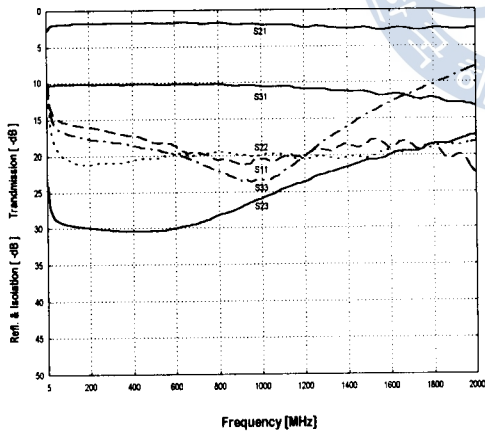


그림 7. 원형의 약결합형 신호분기기 (10 dB)의 실측 주파수특성

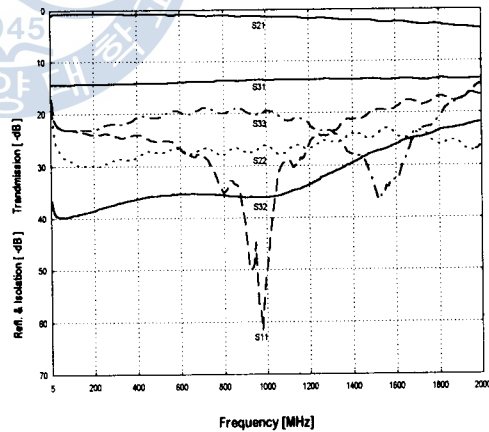


그림 8. 원형의 약결합형 신호분기기 (15 dB)의 실측 주파수특성

또한, Microstrip Line으로 특성임피던스 75 Ω인 선로를 구현한 15 dB 신호분기기의 실측 주파수특성을 나타낸 그림 9의 경우에, 실측 반사계수들과 Isolation은 이론치와 차이가 있으며, 이는 Microstrip Line의 주파수 분산특성 및 특성임피던스를 결정하는 선로폭의 제작이 정

화하지 않았기 때문인 것으로 사료된다.

본문에서, 정합피턴스(단 75 Ω)로 결함치의 계산된 원형의 약결합형 신호분기기의 주파수, 신호 주래의 약결합형 신호분기기의 특성에 비하여, 주파수 대역, 5~2000 MHz 주파수 대역에 정합 피턴스의 주파수 특성은 어떠한 특성을 나타내었는지 살펴보았다.

그림 9. 주파수 대역에서 나타낸 특성값을 계산한 주파수대역에서 주파수대역의 특성을 나타내며, 주파수 대역에서 나타낸 특성값을 계산한 주파수대역의 특성을 나타내었다.

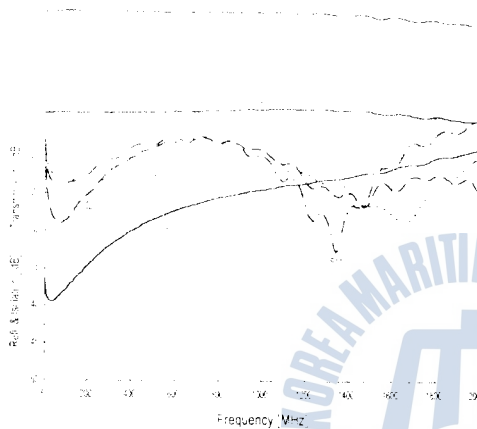


그림 9. Microstrip 선로에 이용한 원형의 약결합형 신호분기기의 15dB의 주파수대역 특성.

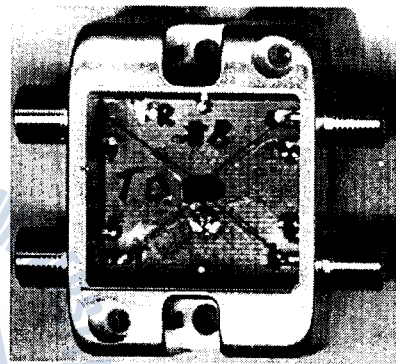


그림 10. 제작된 원형의 약결합형 신호분기기

본 논문에서는 Power Divider의 주파수대역을 기존의 5~600 MHz에서 5~2000 MHz 까지 광대역화하는 것을 연구의 목적으로 하였다. 본 논문의 목적을 달성하기 위하여 약결합형 신호분기기에 대하여 최적 설계를 하고, 주파수특성을 해석하였으며, 신호의 특성임피던스를 정합하는 광대역 설계·제작법을 제안하였다.

약결합형 신호분기기에 대하여 최적 설계를 하고, 주파수특성을 해석하여 계산된 주파수특성과 실험에 의해 측정된 실측 주파수특성을 비교·검토한 결과를 요약하면 다음과 같다.

- (1) 종래의 약결합형 신호분기기에서 콘덴서를 제거하여 변성기와 직항만으로 구성된 원형의 약결합형 신호분기기에 대하여 신호의 특성임피던스를 정합하는 광대역 설계·제작법을 제안하였다.
- (2) 약결합형 신호분기기의 이론적인 해석 및 주파수특성을 계산한 후, 최적설계에 따라 회로를 제작하여 실험한 결과, 5~2000 MHz의 주파수대역에서 대단히 양호한 특성을 보였으며, 따라서 제안한 광대역 설계법의 타당성이 확인되었다.
- (3) 본 논문에서 제안한 신호의 특성임피던스를 정합하는 제작법을 통해 광대역화가 달성되

는 것을 실험을 통해 확인하였다.

(4) 권선수는 0.5나 정수의 배수로 구성되지 않으며, 0.9, 1, 1.9, 2 및 2.9 등의 값으로 실현됨을 실험을 통해 밝혔다.

따라서, 본 논문에서 제안한 약결합형 신호분기기에 대한 광대역 설계·제작법을 적용하면, 현재 CATV 및 MATV시스템에 널리 사용되고 있는 Power Divider의 고성능 설계·제작이 가능함이 입증되었다.

앞으로, 코일로 선로를 구현한 경우에 특성임피던스의 정확한 계산이 이루어져야 하며, 신호분배기의 입력단의 반사계수와 Isolation을 개선하는 연구가 이루어져야 할 것으로 사료된다.

참 고 문 헌

- [1] 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.
- [2] 김동일, 민경식, 정세모, "결합선로 이론을 이용한 CATV전송회로용 Tap-off의 미조정방법에 관한 연구", 대한전자공학회 논문지, 제 31권 A편 제 6호, pp. 1-8, 1994.
- [3] 김동일, 김정훈, 정세모, "CATV 신호전송용 Tap-off의 고성능설계법에 관한 연구", 한국통신학회 논문지, 제 19권 제 3호, pp. 425-433, 1994.
- [4] 김동일, 김태균, 하도훈, 정세모, "CATV용 신호분배회로의 광대역 설계 및 제작에 관한 연구", 한국통신학회지, 제20권 제12호, pp. 181-187, 1995. 12.
- [5] Y. Natio, "Formulation of frequency dispersion of permeability." *Trans. IECE of Japan*, vol. 59-c, pp.297-304, May 1976.
- [6] Hisashi Shibata and Ryuiti Terakado, " Characteristics of Transmission Lines with a Single Wire for a Multiwire Circuit Board" *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 32, No. 4, April 1984, pp. 360-364.
- [7] Harold A. Wheeler, "Transmission-Line Properties of a Round Wire in a Polygon Shield" *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-27, No. 8, August 1979, pp. 717-721.
- [8] Brian C. Wadell, "Transmission Line Design Handbook" Artech House, Inc. 1991. ch. 3.