

CATV 시스템용 광대역 특성을 가지는 신호분기기의 설계 및 제작법에 관한 연구

A Study on Design and Fabrication Method of Tap-Offs with Broad-Band Characteristics for CATV Systems

주인권* · 김동일* · 高橋道晴** · 石川朝夫** · 小峰仁**

In Kwon Joo* · Dong Il Kim* · M. Takahashi** · A. Ishikawa** · H. Komine**

요 약

본 논문에서는 CATV 시스템용 약결합형 신호분기기에 대한 광대역 설계이론을 설명하고, 전송선로의 임피던스 정합법을 제안하였다. 위의 이론과 방법에 의해 제작된 약결합형 신호분기기는 종래의 약결합형 신호분기기에 비해 주파수특성이 매우 향상되었다. 따라서, 약결합형 신호분기기의 대역폭은 5~2000 MHz로 확대되었다. 또한, 실제 회로에서 변성기를 구성하는 코일의 권선수는 정수가 아니라 0.9, 1, 1.9, 2, 2.9 등임을 밝혔다. 나아가서, 실제로 제작된 약결합형 신호분기기의 주파수 특성이 이론치와 잘 일치함을 보임으로써, 제안한 설계이론 및 전송선로의 임피던스 정합법의 타당성이 입증되었다.

Abstract

In this paper, the broad-band design theory for weakly-coupled Tap-Off for CATV systems has been described and the transmission line impedance matching method has been proposed. The fabricated weakly-coupled Tap-Offs based on the above theory and method have been much improved in the frequency characteristics compared with conventional ones. Thus, the useful bandwidth of weakly-coupled Tap-Offs have been extended from 5 to 2000 MHz. It is also recognized that turn numbers of the coils composing the transformer are not integers but 0.9, 1, 1.9, 2, 2.9, etc., in the actual circuits. Further, the practical measurements of the frequency characteristics for a fabricated weakly-coupled Tap-Off show very good agreements with theoretical results, and, hence, the validity of the proposed design theory and transmission line impedance matching method have been confirmed.

I. 서 론

CATV는 1949년경 미국 오리건(Oregon)주 아스토리아 지방의 산간지대에서 TV전파 수신에 어려워 가까운 산위 또는 양청지역에 공동안테나

「본 논문은 1995년도 한국과학재단의 산학협력과제(과제번호 : 95-1-08-01-01-2) 및 일본 URO電子工業(株)의 연구지원에 의하여 이루어졌음.」

* 한국해양대학교 전파공학과(Dept. of Radio Sciences & Eng., Korea Maritime Univ.)

** 日本 URO電子工業株式會社

· 논문 번호 : 980223-023

· 수정완료일자 : 1998년 5월 13일

(Master Antenna)를 설치하여 수신된 공중파를 유선 케이블로 전송하여 각각의 가입자에게 분배하는 방식으로서 난시청 해소기능을 갖는 공동수신시스템(CATV; Community Antenna Television)으로 시작되었다.

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

이러한 CATV의 발전은 지역, 문화, 기술, 도입 형태 및 정책 등의 요소에 의하여 각 나라별로 약간씩 차이가 있다. 기술의 발전에 따라 공중파의 단순 중계에서 다채널의 쌍방향기능으로 음성, 영상은 물론 컴퓨터와 결합하여 고속 인터넷 서비스, 데이터 전송, 홈쇼핑, 홈뱅킹, 원격진찰, 방범, 방재, 수도검침, 지역생활정보, VOD(Video On Demand) 등이 실현되고 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 한계 등이 생기게 된다.

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

연구대상인 약결합형 신호분기기는 입력신호를 Tap port로 8 dB 이하의 신호레벨로 분기하고, Output port로 나머지 신호를 출력할 수 있어야 한

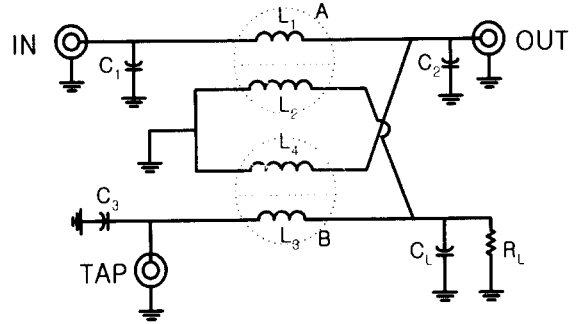


그림 1. 종래형식의 약결합형 신호분기기
Fig. 1. Conventional weakly-coupled tap-off.

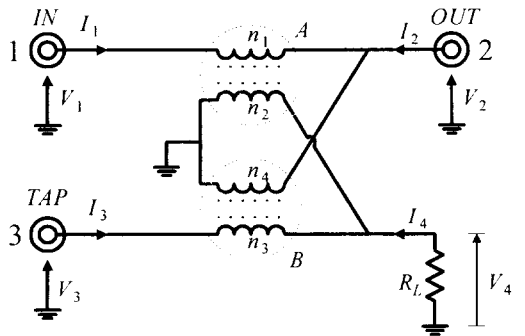


그림 2. 약결합형 신호분기기의 등가회로
Fig. 2. Equivalent circuit of weakly-coupled tap-off.

다. 모든 port의 정합이 얻어지고, Tap port와 Output port간의 격리가 이루어져야 한다. 본 연구에서 요구되는 회로특성의 목표치는 주파수대역 5~2000 MHz에서 반사계수와 격리도가 -20 dB 이하이다.

따라서, 본 논문에서는 지금까지 경험적, 실험적으로 제작되어 온 약결합형 신호분기기에 대한 이론적 주파수 특성을 해석하고, 내부 전송선로의 특성임피던스를 정합하는 광대역 최적설계법을 제안하여, 제안된 광대역 최적설계법에 따라 실제 약결합형 신호분기기를 제작하고 회로의 특성을 측정하여 이론치와 비교함으로써, 제안한 설계이론 및 전송선로 임피던스 정합법의 타당성을 확인한다.

II. 최적설계이론

2-1 최적설계

그림 1의 종래형식의 약결합형 신호분기기에서 회로의 특성향상을 위한 보상용 콘덴서를 제거한 약결합형 신호분기기의 등가회로는 그림 2와 같다.

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

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

단, $\omega=2\pi f$, f 는 주파수, k 는 자기결합계수, R_L 은 흡수저항, Z_o 는 전송선로의 특성 임피던스, L_1 , L_2 는 변성기를 구성하는 1차측 및 2차측 코일의 인덕턴스

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

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

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

식 (2)를 이용해 산란행렬의 각 요소를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{\widetilde{R}_L\{(1-r_1r_2)^2+(r_1^2-1)\}-r_2^2}{D} \\ S_{22} &= \frac{\widetilde{R}_L\{1+r_1^2-(1-r_1r_2)^2\}-r_2^2}{D} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} S_{33} &= \frac{\widetilde{R}_L\{1-r_1^2+(1-r_1r_2)^2\}+r_2^2-2}{D} \\ S_{12} = S_{21} &= \frac{\pm 2\{\widetilde{R}_L(1-r_1r_2)+1\}}{D} \\ S_{13} = S_{31} &= \frac{\pm 2\{\widetilde{R}_L r_1+r_2\}}{D} \\ S_{23} = S_{32} &= \frac{\pm 2\{\widetilde{R}_L r_1(r_1r_2-1)+r_2\}}{D} \end{aligned} \quad (4)$$

단, $D = \widetilde{R}_L\{(1-r_1r_2)^2+r_1^2+1\}+2+r_2^2$, \widetilde{R}_L 은 정규화 흡수저항으로 $\widetilde{R}_L = \frac{R_L}{Z_o}$

식 (4)에서 완전격리 및 정합의 조건은

$$r_1 = r_2 = 0, \quad \widetilde{R}_L = 1 \quad (5)$$

이며, 이때 $S_{11}=S_{22}=S_{33}=0$, $S_{12}=1$, $S_{13}=S_{31}=0$ 로 되어 이 회로는 신호분기기로서 작동하지 않는다. 따라서 이 회로에 요구되는 반사 및 격리특성을 고려하여 평가함수 F 를 정의한다. 그리고, 회로 파라미터들의 다양한 조건하에서 평가함수 F 를 가능한 한 작게 되도록 한다.

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

식 (6)의 평가함수를 최소로 하는 흡수저항의 최적치를 식 (7)에 의하여 구한다.

$$\frac{\partial F}{\partial \widetilde{R}_L} = 0 \quad (7)$$

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

$$\begin{aligned} \widetilde{R}_L &= \frac{(4+3r_2^4)\{(1-r_1r_2)^2+1+r_1\} + (2+r_2^2)\{3(1-r_1r_2)^4-2(1-r_1^2)(1-r_1r_2)^2+3-2r_1^2+3r_1^4\}}{(2+r_2^2)\{4-2r_1^2-r_2^2(2-2r_1r_2+r_1^2r_2^2-r_1^2)\} + \{(1-r_1r_2)^2+r_1^2+1\}\{4-2r_1^2-r_2^2(2-2r_1r_2+r_1^2r_2^2-r_1^2)\}} \end{aligned} \quad (8)$$

$r_1, r_2 \ll 1$ 일때, r_1, r_2 에 관한 3차항 이상을 무시하면 식 (8)은 식 (9)와 같이 근사할 수 있다.

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

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, $d=4-6r_1r_2+r_1^2+r_2^2$

따라서, 완전 격리를 얻기 위해서는 $r_1=r_2=r$ 의 조건이 필요하다. 그러므로 식 (10)은 식 (11)과 같이 정리할 수 있다.

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

$$S_{13} \cong r, \quad S_{23} = 0 \quad (11)$$

회로 제작 시에 변성기를 구성하는 1차측 및 2차측 코일을 임의의 권선수로 감으면, 1차측과 2차측 코일의 권선수에 따라 권선비 r 은 정해진다. 권선비를 지정할 때에 얻어질 수 있는 결합계수, 최적흡수저항값, 삽입손실 및 반사손실을 식 (9)와 식 (11)에 의해 표 1에 나타내었다. 표 1에서 보는바와 같이 권선수는 정수 혹은 0.5의 배수로 구성되지 않는다는 것을 실험을 통해 알 수 있다. 권선이 페라이트 토로이드의 hole을 한 번 통과하면 0.9 turn이 실현되고, 계속해서 권선을 hole에 넣기 시작한 지점까지 감았을 때에 1 turn이 실현된다. 따라서, 권선수는 0.5 또는 그 배수가 되는 것이 아니라 0.9, 1, 1.9, 2, 2.9 등이 됨을 알 수 있다. 이는 페라이트 토로이드의 hole속에 있는 권선부분은 자속발생에 큰 영향을 미치지만, 페라이트 토로이드의 외주면에 감겨져 있는 권선부분은 자속발생에 영향이 작기 때문인 것으로 사료된다. 표 1에서와 같이 권선비 r 에 따라 여러 가지 결합계수를 갖는 약결합형 신호분기기를 제작할 수 있다.

2-2 내부 전송선로의 특성임피던스

그림 3은 접지판위에 높이 h 의 간격으로 직경 d

표 1. 권선비에 따른 결합계수, 흡수저항, 삽입손실, 반사손실

Table 1. Coupling coefficient, absorbing resistance, insertion loss and return loss toward specified turn ratio.

권선비 (n_1/n_2)	결합계수 ($ S_{31} $)	최적흡수저항 (R_L)	삽입손실 ($ S_{21} $)	반사손실 ($ 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

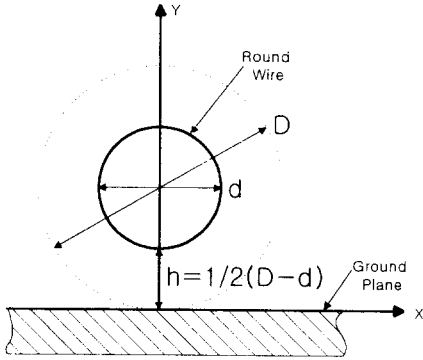


그림 3. 접지판 가까이 원형도선이 놓인 전송선로
Fig. 3. Transmission line with round wire near ground plane.

인 원형도선이 있는 전송선로의 구조이다. 이 구조는 약결합형 신호분기기를 구성하는 변성기에 연결된 내부 전송선로의 형태이며, 이와 같은 구조로 내부 전송선로를 제작하는 것이 편리하므로 여기서는 이 구조에 대한 특성임피던스를 고찰한다.

여기서, 전송선로의 특성임피던스는 전송선로의 기하학적 구조에 의해 구해지는 값이며, 문헌^[7]에서 그림 3과 같은 구조에 대한 특성임피던스 Z_0 와 기하학적 구조의 식은 아래와 같다.

$$Z_0 = 60 \cosh^{-1}(D/d), \quad D/d = \cosh(Z_0/60) \quad (12)$$

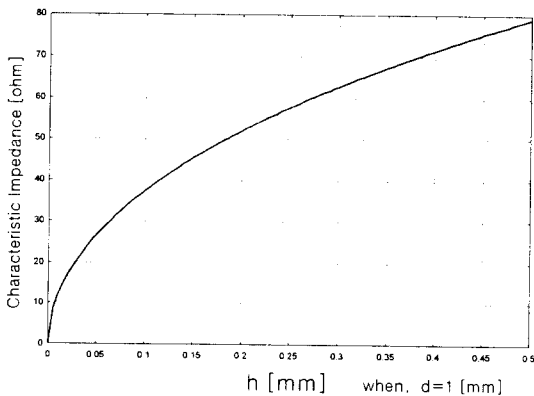


그림 4. 특성임피던스 곡선
Fig. 4. Curve of characteristic impedance.

식 (12)를 이용하여 내부 전송선로의 특성임피던스인 75 Ω 를 구현하는 높이 h 를 구해 보면 원형도선의 직경을 1 mm로 할 때, 약 0.444 mm이다. 그림 4는 원형도선의 직경 d 가 1 mm일 때 높이 h 의 변화에 따른 특성임피던스의 변화를 식 (12)를 이용하여 나타내었다.

III. 주파수특성 해석

3-1 어드미턴스 행렬

그림 2와 같은 원형의 약결합형 신호분기기의 주파수특성을 해석하기 위하여, 어드미턴스행렬을 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 약결합형 신호분기기의 어드미턴스 행렬은 식 (13)과 같이 나타낼 수 있다.

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

$$[Y] = \begin{bmatrix} Y_{11}^A - \frac{(Y_{14}^A)^2}{Y_{dm}} & Y_{12}^A - \frac{Y_{14}^A(Y_{13}^A + Y_{13}^B)}{Y_{dm}} & -\frac{Y_{14}^A Y_{12}^B}{Y_{dm}} \\ Y_{12}^A - \frac{Y_{14}^A(Y_{13}^A + Y_{13}^B)}{Y_{dm}} & (Y_{11}^A + Y_{33}^B) - \frac{(Y_{14}^A + Y_{13}^B)^2}{Y_{dm}} & Y_{11}^B - \frac{Y_{12}^B(Y_{13}^A + Y_{13}^B)}{Y_{dm}} \\ -\frac{Y_{14}^A Y_{12}^B}{Y_{dm}} & Y_{11}^B - \frac{Y_{12}^B(Y_{13}^A + Y_{13}^B)}{Y_{dm}} & Y_{11}^B - \frac{(Y_{12}^B)^2}{Y_{dm}} \end{bmatrix} \quad (13)$$

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

$$[Y^B] = \frac{1}{j\omega(L_3L_4 - M_{34}^2)} \begin{bmatrix} L_4 & -L_4 & -M_{34} & M_{34} \\ -L_4 & L_4 & M_{34} & -M_{34} \\ -M_{34} & M_{34} & L_3 & -L_3 \\ M_{34} & -M_{34} & -L_3 & L_3 \end{bmatrix}$$

$Y_{dm} = Y_{33}^A + Y_{11}^B + 1/R_L$, $\omega = 2\pi f$, f 는 동작주파수이다. $[Y^A]$ 와 $[Y^B]$ 는 각각 변성기 A, B에 대한 4×4 어드미턴스행렬을 나타낸다.

또, 각각의 권선의 인덕턴스는 다음과 같이 볼 수 있다.

$$\begin{aligned} L_1 &= \mu L_0 n_1^2, & L_2 &= \mu L_0 n_2^2 \\ L_3 &= \mu L_0 n_3^2, & L_4 &= \mu L_0 n_4^2 \\ M_{ij} &= k\sqrt{L_i L_j} \end{aligned} \quad (14)$$

여기서, L_0 는 변성기를 구성하는 코일의 구조에 의하여 정해지는 상수이며, 코일간의 투자율 μ 와 자기결합계수 k 는 식 (15)와 식 (16)으로 근사할 수 있다.^{[1],[5]}

$$\mu = 1 + \frac{K}{1 + j\frac{f}{f_m}} \quad (15)$$

$$k = k_f + (k_0 - k_f) \frac{|\mu|}{1 + K} \quad (16)$$

단, K : 초투자율, f : 측정주파수, f_m : 완화주파수 (relaxation frequency)
 k_f 는 $f \approx \infty$ 일 때의 자기결합계수, k_0 는 $f \approx 0$ 일 때의 자기결합계수이다.

3-2 주파수특성의 계산

약결합형 신호분기기에 대한 산란행렬은 식 (13)에서 유도된 어드미턴스 행렬 $[Y]$ 를 이용하여 다음 식에 의해 구해진다.

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

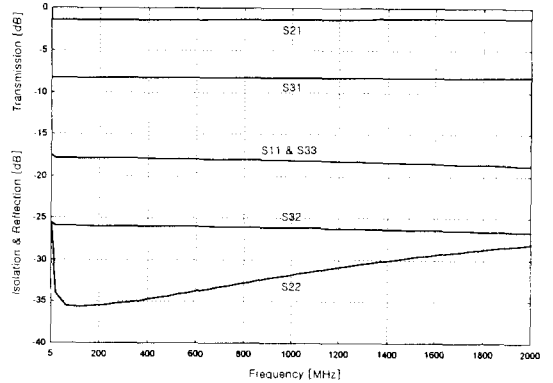


그림 5. 8 dB의 결합계수를 갖는 약결합형 신호분기기의 이론적 주파수 특성

Fig. 5. Theoretic frequency characteristics for weakly-coupled tap-off with 8 dB coupling coefficient.

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

그림 5는 II장에서 설계된 표 1에 있어서의 결합계수 8.23 dB ($r_1=r_2=0.3878$)를 갖는 약결합형 신호분기기에 대한 주파수특성을 식 (17)에 의하여 계산한 것이다. 여기서, L_0 는 0.001113 μ H로 측정된 값을 사용하였고, 흡수저항값은 $R_L = 89.56 \Omega$ 의 최적값을 사용하지 않고 제작시의 편리를 고려하여 제작에 사용된 값과 동일한 75 Ω 를 사용하여 주파수 특성을 계산하였다. 또한 $K=1000$, $f_m=3$ MHz로 하였다. 계산된 주파수특성은 최적흡수저항치를 사용하여 계산하지 않아서 Input port와 Tap port의 반사계수가 약 -18 dB로서 목표치인 -20 dB를 만족하지 못하였다.

한편, 그림 6은 결합계수 14.72 dB ($r_1=r_2=0.1837$)를 갖는 약결합형 신호분기기에 대한 주파수 특성을 식 (17)에 의하여 계산한 것이다. 여기서, 흡수저항값은 75 Ω 를 사용하였고 $K=1000$, $f_m=3$ MHz로 하였다.

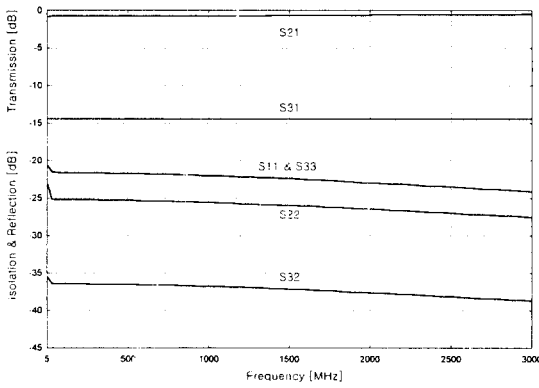


그림 6. 15 dB의 결합계수를 갖는 약결합형 신호분기기의 이론적 주파수 특성

Fig. 6. Theoretic frequency characteristics for weakly-coupled tap-off with 15 dB coupling coefficient.

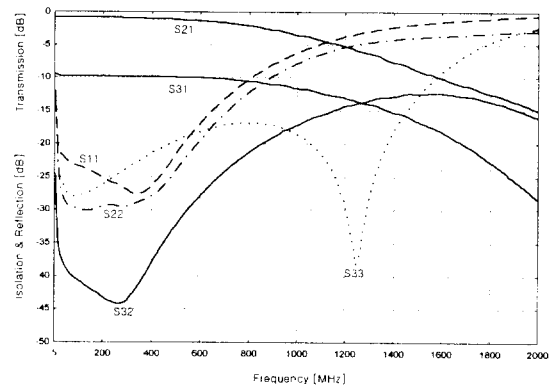


그림 7. 10 dB의 결합계수를 갖는 종래형식의 약결합형 신호분기기의 실측 주파수 특성

Fig. 7. Measured frequency characteristics for conventional weakly-coupled tap-off with 10 dB coupling coefficient.

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 굵기를 사용하였다. 또한, 테프론기판(유전율 3, 유전체 두께 0.6 mm)을 사용하여 마이크로스트립선로로 내부 전송선로를 구성한 회로를 제작하였다. 실측 주파수특성은 HP사의 8753D 벡터 회로망 분석기를 사용하여 측정하였다.

내부 전송선로의 특성임피던스를 정합하지 않고 제작한 종래형식의 약결합형 신호분기기는 콘덴서를 보상용으로 사용하여 주파수특성의 향상을 피하였지만, 그림 7과 그림 8에 나타난 주파수특성^[4]은 이론치와 비교하여 상당한 차이가 있으며 5~600 MHz의 주파수대역까지는 회로에 요구되는 목표치를 달성하지만, 600 MHz에서부터 점차 특성이 열화됨을 알 수 있다. 이는 내부 전송선로의 특성임피던스가 75 Ω 으로 정합되지 않아 많은 반사가 일어

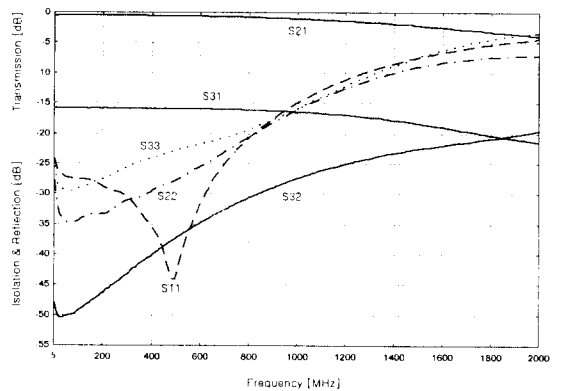


그림 8. 16 dB의 결합계수를 갖는 종래형식의 약결합형 신호분기기의 실측 주파수 특성

Fig. 8. Measured frequency characteristics for conventional weakly-coupled tap-off with 16 dB coupling coefficient.

나므로 인해 특성이 열화되는 것으로 사료된다.

한편, 내부 전송선로의 특성임피던스를 정합하여 제작한 결합계수 8 dB의 신호분기기의 실측 주파수특성을 나타낸 그림 9와 이론치인 그림 5를 비교

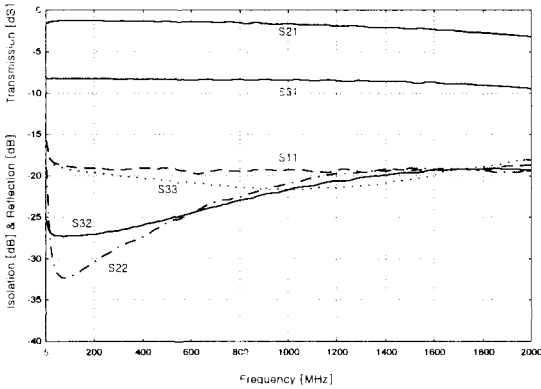


그림 9. 8 dB의 결합계수를 갖는 약결합형 신호분기기의 실측 주파수특성

Fig. 9. Measured frequency characteristics for weakly-coupled tap-off with 8 dB coupling coefficient.

하여 보면, 삽입손실과 결합계수, 그리고 Input port와 Tap port의 반사계수는 전주파수대역에서 서로 잘 일치함을 알 수 있다. Output port의 반사계수와 격리도는 저주파수대역에서는 이론치와 유

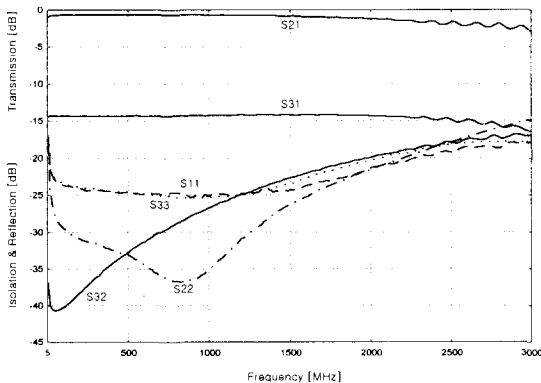


그림 10. 15 dB의 결합계수를 갖는 약결합형 신호분기기의 실측 주파수특성

Fig. 10. Measured frequency characteristics for weakly-coupled tap-off with 15 dB coupling coefficient.

사한 값을 나타내며 주파수가 높아짐에 따라 열화되어 주파수 상한에서 Output port의 반사계수는 약 9 dB, 격리특성은 약 7 dB 정도 이론치에 비해 열화되었지만, 전주파수대역에서 회로에 요구되는 목표치를 만족한다.

그리고, 내부 전송선로의 특성임피던스를 정합하여 제작한 결합계수 15 dB의 신호분기기의 실측 주파수특성을 나타낸 그림 10과 이론치인 그림 6을 비교해 보면, 삽입손실과 결합계수는 전주파수대역에서 서로 잘 일치함을 알 수 있다. Input port와 Tap port의 반사계수는 이론치에 비해 약 3 dB 정도 향상된 값을 나타내지만, 주파수가 증가함에 따라 점차 열화되어 2 GHz에서 이론치에 근접한 값을 가진다. Output port의 반사계수도 이론치에 비해 최대 12 dB정도 향상된 특성을 나타내며, 주파수가 증가함에 따라 열화되어 2 GHz에서 이론치에 근접한 값을 보여준다. 격리도는 주파수가 증가함에 따라 열화되어 2 GHz에서 이론치에 비해 18 dB정도 열화되었지만, 회로에 요구되는 목표치를 만족한다.

반사계수와 격리도의 실측 주파수특성이 이론치

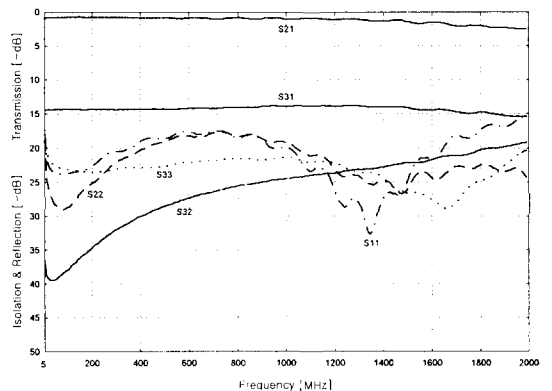


그림 11. Microstrip Line을 이용한 15 dB의 결합계수를 갖는 원형의 약결합형 신호분기기의 실측 주파수특성.

Fig. 11. Measured frequency characteristics for weakly-coupled tap-off with 15 dB coupling coefficient using microstrip line.

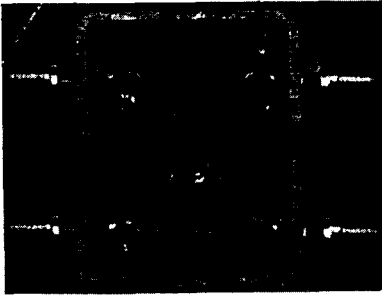


그림 12. 원형도선으로 내부전송선로가 구성된 약결합형 신호분기기

Fig. 12. Weakly-coupled tap-off with internal transmission line composed by round wire.

와 다소 차이가 있지만, -20 dB 이하에서의 특성의 변화는 신호 절대치의 1% 이내에서의 변화이므로 무시할 수 있고, 격리도의 실측 주파수특성이 주파수상한에 접근할수록 열화하는 것은 내부 전송선로 끝단간의 간격이 5 mm 이내이므로 내부 전송선로간의 결합이 일어남으로 인한 원인도 있으며, 회로를 정밀하게 제작하고 내부 전송선로의 길이를 짧게 하는 등의 개선으로 더욱 향상된 특성을 달성할 수 있을 것으로 판단된다.

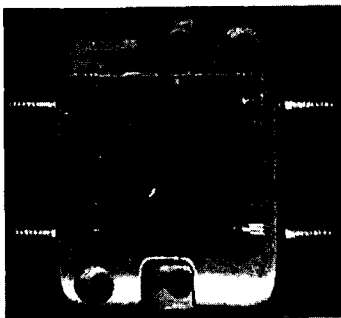


그림 13. Microstrip Line으로 내부 전송선로가 구성된 약결합형 신호분기기

Fig. 13. Weakly-coupled tap-off with internal transmission line composed by microstrip line.

또한, Microstrip Line으로 특성임피던스 75Ω 인 내부 전송선로를 구현한 15 dB 신호분기기의 주파수특성을 나타낸 그림 11의 경우에, 삼입손실과 결합계수는 이론치와 잘 일치한다. 반사계수들과 격리도는 이론치와 다소 차이가 있으며, 이는 Microstrip Line의 주파수 분산특성 및 특성임피던스를 결정하는 선로폭의 제작이 정확하지 않았기 때문인 것으로 사료된다. Microstrip Line으로 회로를 구성하면, 원형도선으로 회로를 구성하는 것에 비해 제작이 용이하나 Microstrip Line의 주파수 분산특성 등으로 특성의 열화가 상대적으로 크며, 신호의 감쇠도 무시할 수 없는 단점이 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 약결합형 신호분기기에 대하여 최적 설계를 하고, 주파수특성을 해석하였으며, 내부 전송선로의 특성임피던스를 정합하는 광대역 설계·제작법을 제안하였다.

내부 전송선로의 특성임피던스를 정합하여 제작한 약결합형 신호분기기의 주파수특성은 종래의 약결합형 신호분기기의 특성에 비하여 이론치와 잘 일치하며, 5~2000 MHz의 주파수대에서 대단히 우수한 특성을 보여, 주파수대역폭은 종래에 비해 2.5배 이상 광대역화되었다. 또한, 권선수는 0.5 또는 그 배수가 되는 것이 아니라, 0.9, 1, 1.9, 2, 2.9, ... 등의 값이 됨을 실험을 통해 밝혔다.

따라서, 제안한 광대역 설계법 및 제작법의 타당성이 입증되었으며, 본 논문에서 제안한 약결합형 신호분기기에 대한 광대역 설계·제작법을 적용하면, 현재 CATV 및 DBS 수신용을 겸한 MATV 시스템에 널리 사용되고 있는 약결합형 신호분기기의 고성능 광대역 설계 제작이 가능함이 입증되었다.

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 제6호, pp. 1-8, 1994.
- [3] 김동일, 김정훈, 정세모, “CATV 신호전송용 Tap-off의 고성능설계법에 관한 연구”, 한국통신학회 논문지, 제19권 제3호, 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, pp. 360-364, April 1984.
- [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, pp. 717-721, August 1979.
- [8] Brian C. Wadell, *Transmission Line Design Handbook* Artech House, Inc. 1991. ch. 3.
- [9] Robert H. Caverly, “Characteristic Impedance of Integrated Circuit Bond Wires”, *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-34, no. 9, pp. 982-984, September 1986.

주 인 권



1971년 6월 23일생
 1994년 2월 : 한국해양대학교 항해학과(공학사)
 1996년 2월 : 대한민국 해군 중위 전역
 1998년 2월 : 한국해양대학교 대학원 전자통신공학과(공학석사)

[주관심분야] 마이크로파 소자 및 회로 설계, CATV 전송회로의 설계

김 동 일



1952년 2월 26일생
 1975년 2월 : 한국해양대학교 항해학과(공학사)
 1977년 2월 : 한국해양대학교 대학원 전파공학전공(공학석사)
 1984년 3월 : 일본 동경공대 대학원 전기전자공학과(공학박사)

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

1993년 10월~현재 : 한국해양대학교 전파공학과 교수

1990년 3월 10일 : 산학협동상 대상 수상

1993년 12월 11일 : 본 학회 학술상 수상

1995년 4월 21일 : 과학기술진흥 대통령 표창 수상

1996년~현재 : 본 학회 영남지부장

[주관심분야] 마이크로파 및 밀리미터파 회로의 설계, CATV 전송회로의 설계, 고성능 전파흡수체의 개발, EMI/EMC 대책 등

高橋道晴

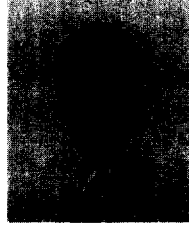


1938년 : 山形현에서 출생
1960년 : 전기통신대학졸업
1960년 : 전기진흥공업주식회사 입
사
1965년 : 개발과장, 제조과장, 기사,
연구소주임연구원 역임

1977년 : URO전자공업주식회사 이사기술부장에 취임
1996년 : 전자정보통신학회 논문상 수여 「다층형전파흡수체」
1997년 : URO전자공업주식회사 대표이사에 취임. 현재에 이
름

[주 관심분야] 광대역 대수주기 안테나의 연구, U, VHF대
방송 안테나의 개발, 방송용주파수 공용장치, 각종 Filter,
CATV기기의 연구개발과 제작화

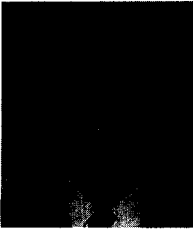
小 峰 仁



1953년 : 東京都에서 출생
1975년 : 동경전기대학 전자공학
과 졸업
1975년 : URO전자공업주식회사
입사

CATV기기의 개발에 종사, 현재
기술부 차장

石川朝夫



1946년 : 千葉현 출생
1969년 : 동경전기대학 전자공학과
졸업
1969년 : URO전자공업주식회사 입
사
CATV기기의 개발에 종사, 현재 이
사 개발부 부장