

CATV 전송계용 신호분배기의 광대역 설계에 관한 연구

김동일^{*} · 정상욱^{**}

*한국해양대학교 전파공학과 교수, **한국해양대학교 전파공학과 대학원

A Study on Broad-Band Design of Power Splitters for CATV Transmission System

Ding. Il. Kim^{*} · Sang. Wook. Jung^{**}

*Department of Radio Sciences & Engineering, National Korea Maritime University, Pusan 606-791, Korea

** Graduate of Department of Radio Sciences & Engineering, National Korea Maritime University, Pusan 606-791, Korea

요약 : 이 논문에서는 DBS (Direct Broadcasting Satellite System)를 수용하는 CATV 전송계에 있어서 광대역화가 절실히 요구되는 신호분배기의 설계 및 주파수특성 해석법을 다루고 있다. 이론적으로는 분포정수형 월킨슨 파워디바이더를 집중정수회로형으로 구현하여 이상변성기로 근사한 회로망의 특성을 이론적으로 고찰한 후, even · odd-mode법에 의해 주파수특성을 해석하였다. 나아가서, 분배특성을 향상시키기 위해 보상회로를 부가한 분배기에 대한 최적설계법을 제안하고 제작한 결과 특성이 크게 향상됨을 확인하였다.

핵심용어 : 분배기, Even-Odd method, 변성기

ABSTRACT : This paper concerns the analysis of the frequency characteristic and the design of broad-band power splitter which is required in CATV transmission system including DBS. In this work, the distributed-element Wilkinson power divider realized by lumped-element components was theoretically approximated to ideal transformer, and its frequency characteristic was analyzed by even-odd method. Furthermore, in order to improve dividing characteristic, the optimum design of the power splitter with compensating circuit was proposed, and according to experimental results, it was found that the frequency characteristic of the power splitter was highly improved in comparison with conventional ones.

KEY WORDS : power splitter, even-odd method, transformer

1. 서 론

1949년 미국에서 난시청 지역을 해결하기 위해 시작한 CATV는 시시각각으로 변하는 정보의 신속한 전달과 공유라는 측면에서 정보시대라 불리는 현대사회의 요구에 따라 선진국에서 급진적으로 발전해 왔으며, 방송위성을 이용하는 DBS의 확대와 HDTV의 등장 등으로 각종 정보전송의 광대역화 및 고성능화는 반드시 해결되어야 할 중요한 과제중의 하나로 부각되고 있다. 또한 CATV는 기존 방송의 특성인 영상정보

근에 인터넷을 통한 부가서비스가 첨가되어 정보화사회를 추구하는 현대사회에 미치는 영향과 역할은 날이 갈수록 그 중요성이 더해가고 있다[1].

CATV 또는 DBS시스템의 채널수를 증가시키고, 또한 화질이 좋은 화면 정보를 전송하기 위한 중요한 핵심소자로는 신호분배기(Power divider)가 있다. 만약, 이 소자의 성능이 불량할 경우에 Ghost현상, 화면의 찌그러짐, 전송정보의 손실 등을 가져올 수 있다. 다시 말해 신호분배기의 최적 · 광대역 설계가 이루어져야만 CATV시스템의 본래의 목표를 달성할 수

대역 설계법에 관한 이론적인 연구는 국내외를 통해서 매우 저조한 실정이었다. 종래에는 5~600 MHz의 주파수대역을 사용하였지만 DBS의 확대로 인하여 주파수대역이 1990년대 중반까지는 5~1350 MHz, 다채널 영상서비스의 확대 및 부가 정보통신기능의 확대에 따라 최근에는 사용 주파수대역폭이 CATV 및 DBS를 포함하여 5~2150 MHz까지, 유럽의 일부 지역에서는 5~2450 MHz대역까지 사용을 하고 있으며, 향후 이 주파수 대역은 세계적인 추세로 나아갈 전망이다. 종래의 신호 분배기의 경우 주파수 특성은 15~400 MHz 정도 밖에 되지 않는다. 이 또한 경험적·실험적인 방법으로 제작하여 많은 인력과 시간이 소요되는 단점을 지니고 있다.

따라서, 본 연구에서는 변성기형 신호분배기의 입력단에 보상회로를 부가하여 우·기 모드 여진법에 의한 해석법을 제안하여, 그 크기를 줄이며, 사용 주파수대역폭을 5~2450 MHz 대역에서 삽입손실 4.2 dB 이하, 반사손실, 단자간 결합손실 20 dB이상을 만족하는 광대역 CATV 및 DBS시스템용 신호분배기를 이론 및 실험을 통하여 최적설계법을 제안함으로써, 정보화 시대의 요구에 부응하고자 한다.

2. 신호분배기 설계 이론

2.1. 변성기형 월킨슨 신호분배기

1960년경 월킨슨에 의해 제안된 n-way hybrid power divider는 속이 빈 내부도체가 $\lambda/4$ 길이의 n개 spline으로 조개어진 동축선으로 구성되어 있으며, 단락판은 입력단의 spline으로 연결되어 있고 저항은 출력단의 각 spline과 공동접합부 간에 방사적인 형태로 연결되어 있다. 이 때, 신호가 입력단으로 급전되면 각 spline의 대칭성에 의해 n개의 동위상, 동진폭의 신호로 나누어지게 된다.

그러나, 월킨슨이 제안한 신호분배기는 spline의 길이를 $\lambda/4$ 로 제작하였기 때문에 고주파에서는 대단히 실용적이며 양호한 특성을 나타내지만, 저주파에서는 그 물리적 크기가 과장에 비례하여 커지기 때문에 사용상 어려움이 있다.

따라서, 월킨슨이 제안한 신호분배기를 ferrite toroidal core를 사용한 집중정수형 회로에 대해서는 설계법이 확립되어 있지 않기 때문에 본 절에서는 그 이론적 설계법을 검토하였다. 그럼 1은 월킨슨이 제안한 분배회로를 2-분배기로 사용할 경우의 회로도이다

월킨슨에 의해 제안된 신호분배기는 toroidal core를 사용한 변성기를 써서 그림 2와 같이 대체할 수 있다. 회로중의 변성기는 5~500 MHz의 주파수대역에서 선간용량을 무시하고 이상

$$\begin{aligned} I_6 &= rI_5 \\ I_1 &= -I_5 + I_6 \\ I_4 &= -I_3 - I_6 \\ I_4 &= I_2 - I_5 \\ I_1 &= -I_3 - I_2 \end{aligned} \quad (1)$$

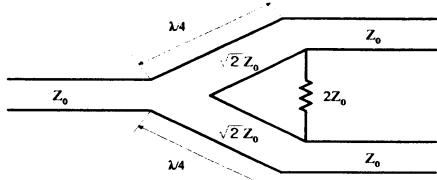


Fig. 1. Wilkinson power divider

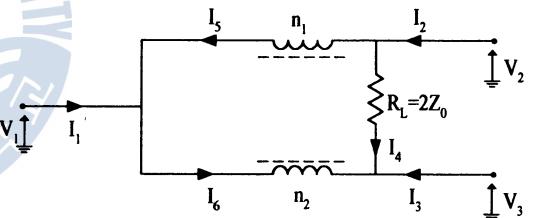


Fig. 2. Transformer type power divider of the proto-type

여기서, r 은 신호분배기를 구성하는 변성기의 권선비를 나타내며, $r = n_1/n_2$ 로 놓았다.

식(1)을 이용해 산란행렬의 각 요소를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{-R(r-1)^2 + 2rR_L}{3R(r-1)^2 + 2R_L(r^2 - r + 1)} \\ S_{22} &= \frac{-R(r-1)^2 + 2rR_L(r-1)}{3R(r-1)^2 + 2R_L(r^2 - r + 1)} \\ S_{33} &= \frac{-R(r-1)^2 - 2R_L(r-1)}{3R(r-1)^2 + 2R_L(r^2 - r + 1)} \end{aligned} \quad (2)$$

$$S_{12} = S_{21} = \pm \frac{2[R(r-1)^2 - R_L(r-1)]}{3R(r-1)^2 + 2R_L(r^2 - r + 1)}$$

$$S_{13} = S_{31} = + \frac{2[R(r-1)^2 + r(r-1)R_L]}{3R(r-1)^2 + 2R_L(r^2 - r + 1)}$$

위 식에서, $R_L = 2R$ 이고, 권선비 $r = 1$ 과 $r = -1$ 인 두 경우를 생각할 수 있다.

여기서 권선비의 두 가지 조건 모두를 살펴보면, $R_L = 2R$, $r = 1$ 일 때, $S_{11} = 1$, $S_{22} = S_{33} = 0$, $S_{12} = S_{13} = 0$, $S_{23} = 1$ 이되어 trivial circuit이 되어 버리며, $R_L = 2R$, $r = -1$ 일 때, $S_{11} = 1/3$, $S_{12} = S_{13} = 2/3$, $S_{22} = S_{33} = S_{23} = 1/6$ 이 되어 분배기로 동작함을 알 수 있다..

그러나, S_{22}, S_{33} 에 비해 S_{11} 의 특성이 현저하게 떨어지고 있으므로 port 1에서의 반사량을 줄여 정합도를 높여야 된다. 이를 해결하는 방법으로 보조 변성기를 부가해 정합도를 높이는 방법에 관해서 검토한다[3].

2.2. 입력단이 보상된 월킨슨형 신호분배기

그림 2에 나타낸 원형의 월킨슨형 신호분배기의 특성을 해석한 결과 정합도 및 아이솔레이션에 문제가 있음을 알았다. 따라서, 이를 보완하기 위하여 입력단에 보조회로를 부가해 정합도를 보상하면 그림 3과 같은 월킨슨형 신호분배기가 된다.

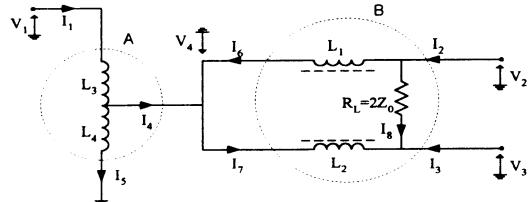


Fig. 3. Compensated transformer type power divider for input port

분배회로를 구성하는 변성기가 이상적인 변성기라고 가정했을 때, 식(2)에서와 같이 산란행렬의 각 요소를 구하면 다음 식과 같다.

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

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

$$S_{33} = \frac{-(r_1-1)^2(r_2-1)^2R + (r_1-1)^2R_L - (r_1^2-1)(r_2-1)^2R_L}{D}$$

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

$r_1 = n_1/n_2$, $r_2 = n_3/n_4$ 이며, R 은 external line의 특성 임피던스(75Ω)이다.

식(3)에서 완전 아이솔레이션 조건은 $S_{23} = 0$ 이므로 규격화된 최적저항치 R_L 은

$$R_L = -\frac{(r_1-1)^2}{r_1(r_2-1)^2} \quad (4)$$

단, $R_L = R_L/R$ 이 되며, 식(4)를 완전정합의 조건인 $S_{11} = S_{22} = S_{33} = 0$ 에 대입한 결과 r_1 및 r_2 의 최적값은 다음과 같이 정해진다.

$$r_1 = -1, \quad r_2 = 1 \pm \sqrt{2} \quad (5)$$

이들 값을 식(4)에 대입하면 R_L 의 최적치는 150Ω 이 된다.

3. Even-Odd법에 의한 해석

3.1. 원형의 월킨슨형 신호분배기의 해석

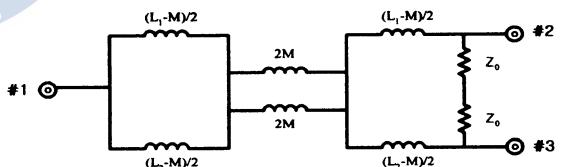
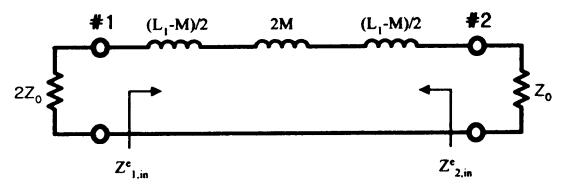


Fig. 4. Equivalent circuit of Fig. 2

(1) Even-mode 여진

그림 4는 그림 2의 등가회로이며, 그림 5는 Even-mode 여진시의 등가회로를 나타낸다. 그림 5를 이용하여 입력 임피던스 및 반사계수는 각각 다음과 같이 나타낼 수 있다..



$$\Gamma_1^e = \frac{Z_{1,in}^e - 2Z_0}{Z_{1,in}^e + 2Z_0} \quad (7)$$

$$Z_{2,in}^e = 2Z_0 + j\omega \left(\frac{L_1 - M}{2} \right) + j\omega 2M + j\omega \left(\frac{L_1 - M}{2} \right) \quad (8)$$

$$\Gamma_2^e = \frac{Z_{2,in}^e - Z_0}{Z_{2,in}^e + Z_0} \quad (9)$$

(2) Odd-mode 여진

그림 6은 Odd-mode 여진시의 등가회로를 나타내며, 입력 임피던스 및 반사계수는 각각 다음과 같다.

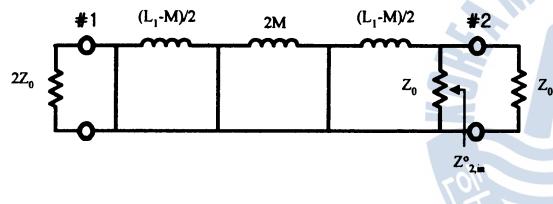


Fig. 6. Equivalent circuit for odd-mode excitation

$$Z_{2,in}^o = \frac{j\omega[(L_1 - M)/2] - Z_0}{j\omega[(L_1 - M)/2] + Z_0} \quad (10)$$

$$\Gamma_2^o = \frac{Z_{2,in}^o - Z_0}{Z_{2,in}^o + Z_0} \quad (11)$$

위의 반사계수를 이용해 산란파라미터를 구하면 다음과 같다.

$$S_{11} = \Gamma_1^e \quad (12)$$

$$S_{22} = \frac{\Gamma_2^e + \Gamma_2^o}{2} \quad (13)$$

$$S_{23} = \frac{\Gamma_2^e - \Gamma_2^o}{2} \quad (14)$$

$$S_{12} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - (\Gamma_1^e)^2} \quad (15)$$

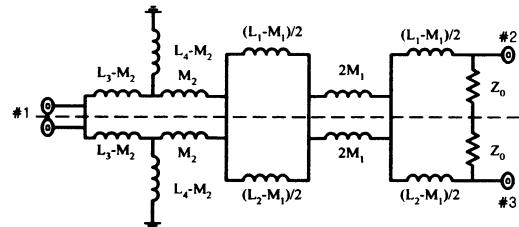


Fig. 7. Equivalent circuit of Fig. 3

(1) Even-mode 여진

그림 8은 그림 7에 나타낸 회로의 Even-mode 여진시의 등가회로를 나타내며, 입력 임피던스 및 반사계수는 각각 다음과 같다.

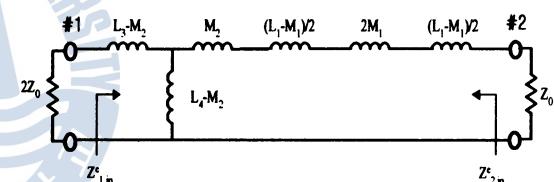


Fig. 8. Equivalent circuit for even-mode excitation

$$Z_{1,in}^e = j\omega(L_3 - M_2) + \left[j\omega \left(\frac{L_1 - M_1}{2} \right) + 2j\omega M_1 + j\omega \left(\frac{L_1 - M_1}{2} \right) + j\omega M_2 + Z_0 \right] / j\omega(L_4 - M_2) \quad (16)$$

$$\Gamma_1^e = \frac{Z_{1,in}^e - 2Z_0}{Z_{1,in}^e + 2Z_0} \quad (17)$$

$$Z_{2,in}^e = j\omega M_2 + j\omega \left(\frac{L_1 - M_1}{2} \right) + 2j\omega M_1 + j\omega \left(\frac{L_1 - M_1}{2} \right) + [j\omega(L_3 - M_2) + 2Z_0] / j\omega(L_4 - M_2) \quad (18)$$

$$\Gamma_2^e = \frac{Z_{2,in}^e - Z_0}{Z_{2,in}^e + Z_0} \quad (19)$$

(2) Odd-mode 여진

그림 9는 Odd-mode 여진시의 등가회로를 나타내며, 입력 임피던스, 반사계수는 각각 다음과 같다.

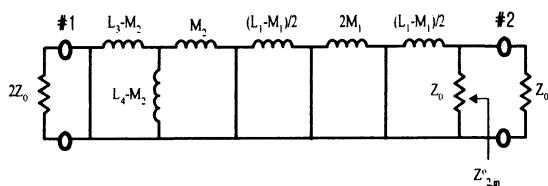


Fig. 9. Equivalent circuit for odd-mode excitation

$$Z_{2,in}^o = j\omega \left(\frac{L_1 - M_1}{2} \right) // Z_0 \quad (20)$$

$$\Gamma_2^o = \frac{Z_{2,in}^o - Z_0}{Z_{2,in}^o + Z_0} \quad (21)$$

위의 반사계수를 이용해 산란파라미터를 구하면 다음과 같다.

$$S_{11} = \Gamma_1^e \quad (22)$$

$$S_{22} = \frac{\Gamma_2^e + \Gamma_2^o}{2} \quad (23)$$

$$S_{22} = \frac{\Gamma_2^e - \Gamma_2^o}{2} \quad (24)$$

$$S_{12} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - (\Gamma_1^e)^2} \quad (25)$$

4. 계산치 및 실제 측정 결과

4.1. 계산치

계산하기 위한 각 파라미터는 다음과 같다.

그림 3의 회로를 구성하는 변성기를 이상변성기로 가정하고, 권선수는 각각 $n_1 = 4.9$, $n_2 = 4.9$, $n_3 = 1.9$, $n_4 = 4.6$ 으로 하였다. 코어에 사용한 페라이트의 투자율 μ 는 식(26)과 같은 주파수분산식[5]으로 나타낼 수 있다.

$$\mu = 1 + \frac{K}{1 + jf/f_m} \quad (26)$$

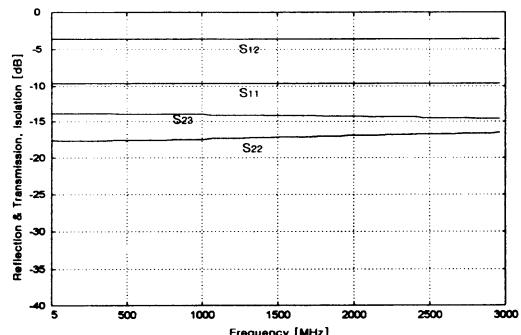


Fig. 10. The calculated results for transformer type power divider of the proto-type

그림 10에서 보는 바와 같이 S_{22} , S_{23} 에 비해 S_{11} 의 특성이 불량함을 알 수 있다. 따라서, 향상된 주파수 특성을 얻기위해 입력단에 보상회로를 부가한 경우에 대해서 식(22)~(25)를 이용하여 계산한 결과가 그림 11이다.

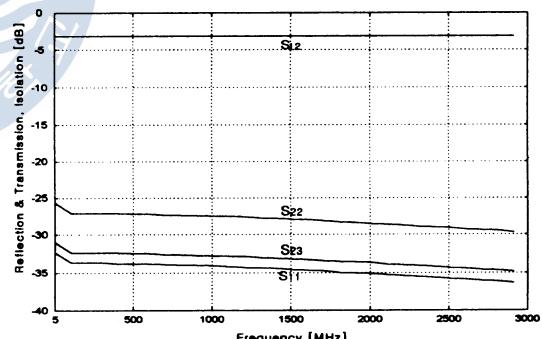


Fig. 11. The calculated results for the input port compensation

그림 11에서 주파수특성을 살펴보면 그림 10에 비해 S_{11} , S_{22} 및 S_{33} 의 특성이 현저하게 향상되었음을 알 수 있다. 즉, 원형의 월킨슨형 신호분배기에 보조변성기를 부가해 높은 정합도를 가지는 회로 설계가 가능함을 보였다.

4.2. 실제 측정 결과

그림 12와 그림 13은 실제 제작한 원형의 신호분배기와 입력

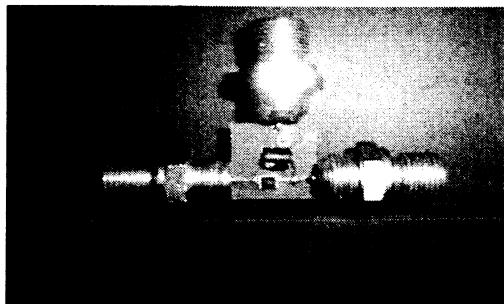


Fig. 12. The transformer type power divider of the proto-type.

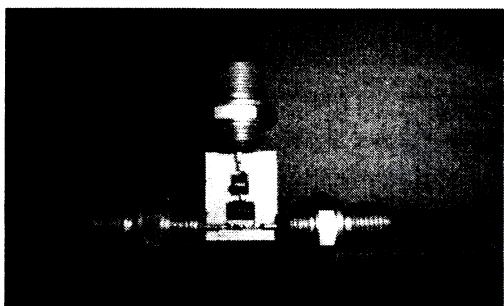


Fig. 13. The fabricated power divider for input port compensation.

그림 14의 원형의 분배기의 실제 측정 결과 그림 10에서의 계산치와 같이 포트1에서의 반사손실과 아이솔레이션 특성이 현저하게 떨어짐을 보였다. 그림 15의 경우 그림 14에 비해 S11, S21 및 S23의 특성이 30 MHz ~ 1000 MHz 까지는 아주 좋은 특성이 나왔다. 그리고 원형의 신호분배기 보다 주파수 특성이 개선되었음을 확인 알 수 있었다.

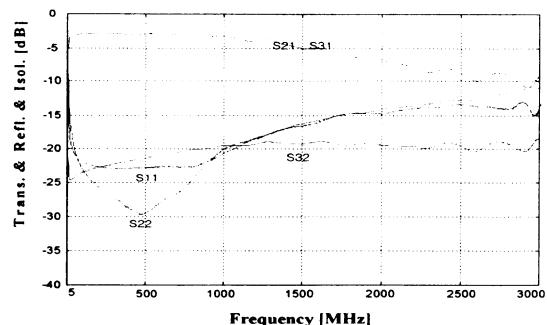
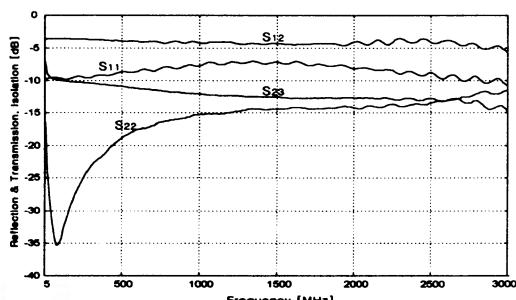


Fig. 15. The measured results for the input port compensation

5. 결론 및 향후과제

원형의 분포정수형 월킨슨 파워디바이더를 집중정수회로화하여 CATV 및 DBS용 분배기회로를 설계하는 방법을 제시하고, 입력단에 보조 변성기를 부가하여 주파수특성을 향상시키기 위한 설계법을 제안하였다. 그 결과 실제 측정에서 보상회로를 부과한 경우 종래의 15 MHz ~ 400 MHz보다 좋은 5 MHz ~ 1000 MHz의 광대역화가 되었고 1 GHz 이상의 고주파에서는 주파수 특성이 안 좋았지만 저주파에서는 계산치와 같이 원형 신호 분배기보다 주파수 특성이 개선되었음을 확인하였다. 또한 반사계수 만으로 산란파라미터를 나타낼 수 있었다. 하지만 이론에서처럼 2.5 GHz에는 미치지 못하였다. 이는 권선비의 증가에 따른 코일간의 선간용량을 고려하지 않은 이유 때문이라고 판단된다. 그러나 5 MHz ~ 1000 MHz에 걸쳐서 양호한 주파수 특성을 얻음으로써 제안한 설계 및 해석법의 타당성을 확인하였다. 앞으로는 출력단에도 보상회로를 부과함으로써 분배기를 광대역 시키고자 한다.



- 사사 -

“이 논문은 2003년도 한국학술진흥재단의 지원에 의하여 연구되었음.” (KRF-2003-005-D0005)

참고문헌

- [1] 이상근, “한국CATV기기 산업 및 국산화 현황”, 방송공학회지, pp. 56-64, 6, 1997.

no. 1, pp.27-38, Feb. 1983.

[3] 김동일, 김태균, 하도훈, 정세모, “CATV용 신호분배기의 광대역 설계 및 제작에 관한 연구”, 한국통신학회 논문지, 제20권, 제12호, pp. 181-187, 1995.

[4] David M. Pozar, Microwave Engineering, Addison-Wesley, pp. 425-474, 1990.

[5] Y. Natio, "Formulation of frequency dispersion of permeability," Trans. IECE, vol. 59-c, pp. 297-304, May 1976.



