

CATV용 집중정수형 방향성결합기의 우기모드 해석법

하도훈* · 김동일**

An Analysis Method of Lumped-element Directional Coupler
for CATV by Even- and Odd-Mode Theory

Do Hoon Ha · Dong Il Kim***

〈목 차〉	
Abstract	3. 시뮬레이션결과
1. 서론	4. 결론
2. 우·기모드 해석법의 적용	참고문헌

요 약

CATV(Cable Television)시스템용 집중정수형 방향성 결합기의 새로운 해석법을 제안하였다. 본 논문에서는 결합선로형 방향성결합기에 대한 우·기 모드 해석법을 변성기형 방향성 결합기에 적용하였다. 측정된 우·기 모드 반사계수만을 사용하여 구한 S-파라미터의 결과와 계산치를 비교함으로써 제안된 해석법의 타당성을 입증하고, 제안된 해석법을 적용하여 설계·제작한 신호분기기는 5 MHz ~ 4,000 MHz까지 광대역화 됨을 보였다.

Abstract

A new analysis method of lumped-element directional coupler for CATV was proposed, where the even- and odd-mode theory for a symmetrical coupled-line directional coupler was applied to a transformer-type directional coupler. In addition, the tap-offs were analyzed by the proposed theory, which are widely used in CATV (Cable Television) systems. By comparing the calculated results for S-parameters results to the measured ones using only the even- and odd-mode reflection coefficients, the validity of the proposed analysis method was confirmed. Then, it was clearly shown that the tap-off has very wide bandwidth from 5 MHz to 4,000 MHz by adopting the proposed theory.

* SK Telecom 연구원

** 한국해양대학교 전파공학과 교수

1. 서 론

CATV 시스템은 미국, 캐나다 및 유럽 등지에서 널리 사용되어지고 있다. 뿐만 아니라 CATV 시스템은 DBS의 도입으로 더욱더 활성화되고 있고, 대중 통신 매체로서 중요한 위치를 차지하고 있다.

CATV 시스템의 중요한 기본소자로는 신호분기기 (tap-off ; tap unit) 및 신호분배기(power splitter)가 있으며, 이들이 불량할 경우, 고우스트(ghost) 현상이나 화면의 찌그러짐, 전송정보의 손실, 채널 확대의 한계 등이 생기게 된다.

최근 신호분기기 회로에 대한 이론해석 및 설계법이 검토된 바 있으나, 실제 제작되어 시판되고 있는 Tap-Off는 분기특성이 불량하고, 주파수 특성이 일정하지 못하며, 대역폭이 5~600 MHz 이내이다. 이에 따라 정보를 양호하게 전송하는데 문제가 되고 있다. 현재 가입자의 증대, 다채널 영상서비스와 부가정보통신 서비스의 확대로 사용주파수 대역폭이 유럽이나 일본의 경우 5~770 MHz로 확장되었다.

본 연구에서는 우·기 모드 임피던스와 산란파라미터(결합도, 삽입손실, 반사손실, 격리도)와의 관계를 사용하여 집중정수형 방향성결합기의 새로운 해석법과 설계방법을 제안하였다. 종전에는 적어도 10개 이상의 산란파라미터를 측정하여[1] 미조정을 했던 반면에 본 논문에서는 단지 우·기 모드 임피던스만으로 가능하게 되어 비조정이 간단하고, 특성이 크게 개선되었으며, CATV 전송 네트워크 기술의 발전에 기여한 것이다.

2. 우·기 모드 해석법의 적용

2.1 결합선로형 방향성결합기의 이론

결합선로형 방향성결합기의 이론을 변성기형 방향성결합기에 적용하기로 한다. 그림 1은 결합선로형 방향성결합기의 구조이다. 그림 2는 그림 1의 등가회로이다.

그림 1과 2는 두축 대칭이지만 변성기형 방향성결합기의 해석에 적용하기 위해 한축 대칭으로 간주하여 해석한다.

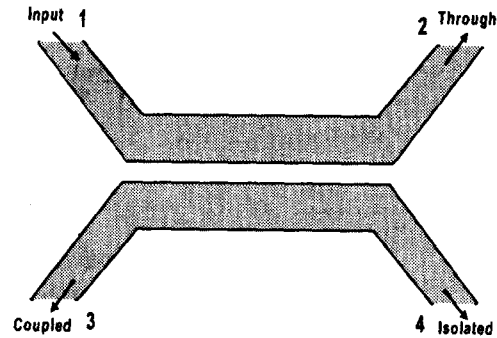


Fig. 1. The structure of coupled-line directional coupler.

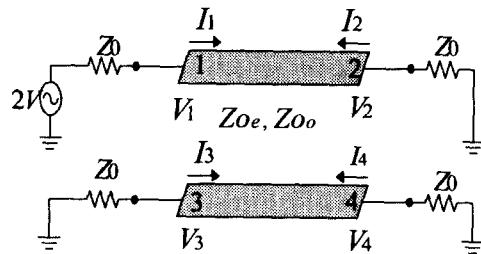


Fig. 2. The equivalent circuit of coupled-line directional coupler

그림에서의 4포트 회로망은 세 개의 포트에 임피던스 Z_0 을 연결시키고, 포트 1은 내부임피던스 Z_0 를 갖는 2V의 전압 발생기에 의해 구동된다. 결합기는 임의의 결합도를 갖도록 설계될 수 있어, 포트 4는 격리되는 반면에 포트 1은 정합되어진다. 포트 1은 입력, 포트 2는 투과, 포트 3은 결합, 포트 4는 격리포트이다.

포트 1, 2와 포트 3, 4가 한 축 대칭이라는 사실로부터 even과 odd-mode로 각각 해석하여 중첩의 원리를 이용하면 전체회로에 대한 해석을 할 수 있다.

그림 2에서 Even·Odd mode 여진시의 각 입력 임피던스를 Z_{in}^e, Z_{in}^o 라 하면,

$$Z_0 = \sqrt{Z_{in}^e \cdot Z_{in}^o} \dots\dots\dots (1)$$

일 때 $Z_{in} = Z_0$ 가 되어 포트1은 정합되며, 대칭성에

의해 다른 모든 포트도 정합된다[1]. 이 결과를 변성기형 방향성결합기에 적용하기로 한다.

2.2 4-port 회로망의 우·기 모드 해석법

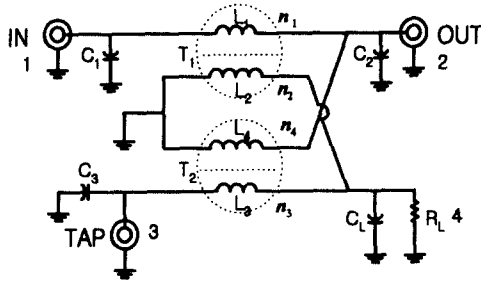


Fig. 3. Tap-off circuit using directional coupler in transformer type.

그림 3은 변성기형 방향성 결합기[2-4]를 사용한 신호분기기를 나타낸다. 그림 4는 회로의 특성에 크게 영향을 주지 않는 콘덴서를 제거한 변성기형 방향성결합기의 등가회로이다.

그림 4에서 보는 바와 같이 A-A'를 기준으로 한 축 대칭으로 간주하자. 대칭성을 이용하여 우모드와 기모드의 경우로 해석을 하면 아래와 같다[3]. 그림 4의 회로를 우·기 모드에 의해서 여진하면, 대칭축은 각각 자기벽(magnetic wall)과 전기벽(electrical wall)이 놓여진다. 그러면, 각 모드에 대한 등가회로와 입력임피던스는 문헌[2]에 의해서 구할 수 있다.

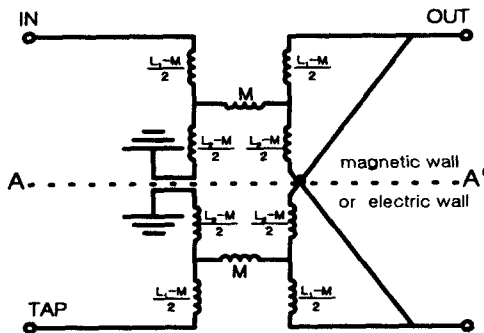


Fig. 4. Proposed equivalent circuit to the transformer-type directional coupler.

또한, 입력임피던스가 식 (1)에서 $Z_{in} = Z_0$ 의 관계를 만족하면 각 포트는 정합된다[5]. 그리고, S-파라미터는 식 (2)와 식 (3)에 의해서 $Z_{1,in}^e, Z_{1,in}^o, Z_{2,in}^e, Z_{2,in}^o$ 를 이용하여 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{(I_1^e + I_1^o)}{2} \\ S_{31} &= \frac{(I_1^e - I_1^o)}{2} \\ S_{22} &= \frac{(I_2^e + I_2^o)}{2} \\ S_{42} &= \frac{(I_2^e - I_2^o)}{2} \end{aligned} \dots\dots\dots (2)$$

여기서,

$$\begin{aligned} I_{1,in}^e &= \frac{Z_{1,in}^e - Z_L}{Z_{1,in}^e + Z_L} \\ I_{1,in}^o &= \frac{Z_{1,in}^o - Z_L}{Z_{1,in}^o + Z_L} \\ I_{2,in}^e &= \frac{Z_{2,in}^e - Z_L}{Z_{2,in}^e + Z_L} \\ I_{2,in}^o &= \frac{Z_{2,in}^o - Z_L}{Z_{2,in}^o + Z_L} \end{aligned} \dots\dots\dots (3)$$

3. 시뮬레이션 및 실험결과

3.1 시뮬레이션 결과

본 연구에서 우·기모드로 시뮬레이션하기 위해 그림 1에서의 turn수는 $n_1:n_2 = 1:5$ 이지만 실험적인 실효치로서 $n_1=0.9, n_2=4.9$ 로 하고, $n_1=n_3, n_2=n_4$ 로 한다. 주파수분산을 이용한 코일의 투자율 μ 는 식 (4)와 같이 근사하였다[6].

$$\mu = 1 + \frac{K}{1 + j \frac{f}{f_m}} \dots\dots\dots (4)$$

여기서, K 는 초투자율, f 는 측정주파수, f_m 은 완화주파수이다.

식 (4)를 이용해 각각의 권선의 인덕턴스 L_1, L_2

및 상호인덕턴스 M 은 식 (5)와 같다.

$$\begin{aligned} L_1 &= \mu L_0 n_1^2 \\ L_2 &= \mu L_0 n_2^2 \\ M &= k\sqrt{L_1 L_2} \end{aligned} \quad \dots\dots (5)$$

단, k 는 자기결합계수, L_0 는 페라이트 코어의 기하학적 구조에 의해 정해지는 상수이다.

그림 5는 등가회로의 산란 파라미터를 나타낸다. 그러나 그림 5에서 S_{31} 과 S_{22} 가 뒤바뀌었는데 이것은 그림 3에서 전송선로부분이 교차하고 있는 부분 때문인 것으로 판단된다.

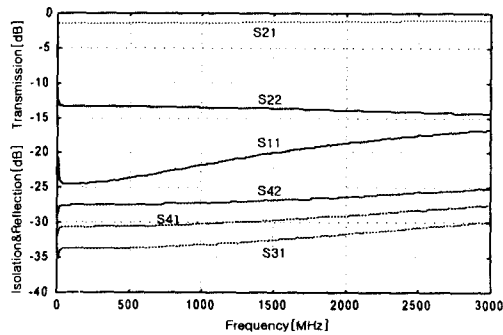


Fig. 5. The theoretical frequency characteristics of equivalent circuit.

3.2 실험결과

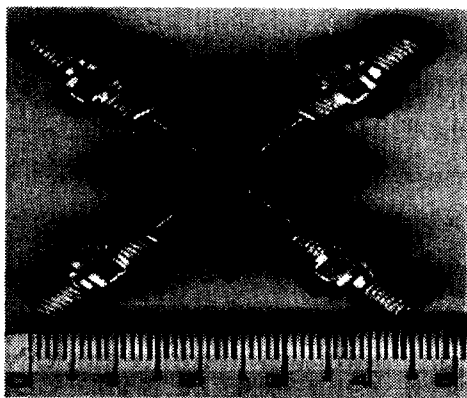


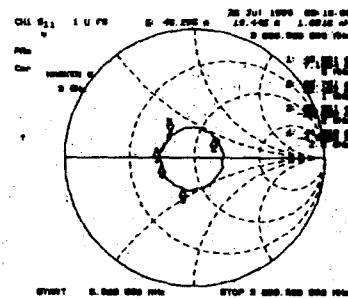
Fig. 6. The fabricated tap-off.(microstrip width = 0.63 mm, $\epsilon_r = 3$)

그림 6은 내부 전송선로를 마이크로 스트립 선로로 구성하여 제작한 신호분기기의 사진이다. 전송선로 내부의 특성임피던스 Z_0 (75 Ω)을 매칭시키는 선로폭은 식 (6)으로 계산하였으며[7], 이를 제작하여 전송선로를 구성하였다.

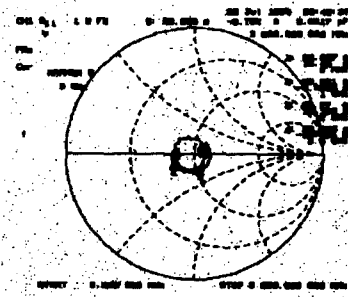
$$\begin{aligned} Z_0 &= \frac{120\pi/\sqrt{\epsilon_{eff}}}{Wh + 1.393 + 0.667 \ln(Wh + 1.444)} \\ \epsilon_{eff} &= \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} (1 + 12 \frac{h}{W})^{-1/2} \end{aligned} \quad \dots\dots (6)$$

여기서, $\epsilon_r = 3$ 인 경우, 전송선로 폭의 최적값은 식 (6)에 의해서 0.63 mm로 계산되었다.

제작에 있어서 페라이트 코어는 T-314 OPW 5-3-3-1H2, 코일은 0.14 m ϕ 를 사용하였다. 마이크로 스트립 라인의 선로폭은 특성임피던스가 75 Ω 일 때 식 (6)에 의해 계산되었으며, 유전율 $\epsilon_r = 3$ 인 기판에 계산되어진 전송선로 폭의 최적값인 0.63mm로 만들어서 사용하였다.

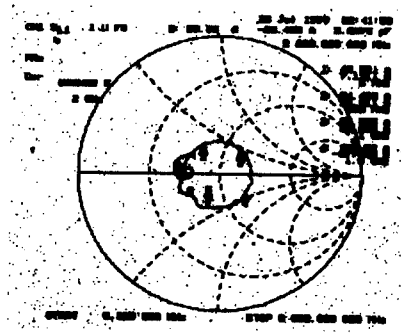


(a) For even mode excitation.

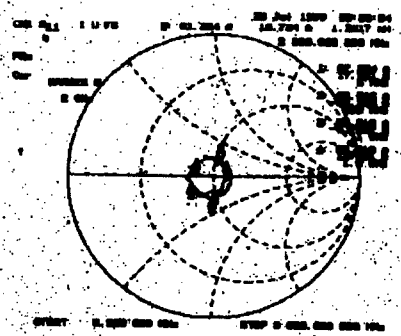


(b) For odd mode excitation.

Fig. 7. The measured input impedances at Port-1.



(a) For even mode excitation.



(b) For odd mode excitation.

Fig. 8. The measured input impedances at Port-2.

그림 7과 8은 각각 포트 1과 포트2에서 측정한 입력 임피던스를 나타내는데, 우모드와 기모드 입력임피던스가 식 (1)의 관계를 잘 만족하고 있음을 알 수 있다. 이러한 실험 결과를 이용하여 S-parameter는 식 (7)과 같이 구해질 수 있다.

$$\begin{aligned}
 S_{11} &= \frac{\Gamma_{1,in}^e + \Gamma_{1,in}^o}{2} \\
 S_{31} &= \frac{\Gamma_{1,in}^e - \Gamma_{1,in}^o}{2} \\
 S_{22} &= \frac{\Gamma_{2,in}^e + \Gamma_{2,in}^o}{2} \dots\dots\dots (7) \\
 S_{42} &= \frac{\Gamma_{2,in}^e - \Gamma_{2,in}^o}{2} \\
 S_{21} &= \sqrt{1 - 2|\Gamma_{2,in}^o|^2} \\
 S_{41} &= \sqrt{1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2 - |S_{31}|^2}
 \end{aligned}$$

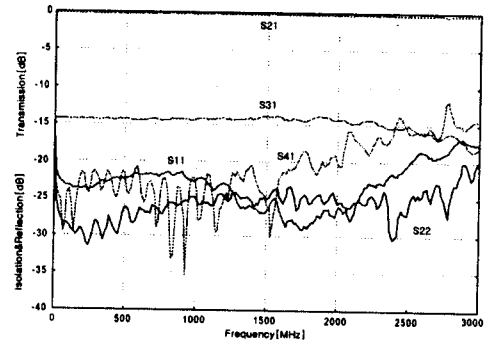


Fig. 9. The S-parameters calculated by the measured reflection coefficients by even- and odd-mode excitations.

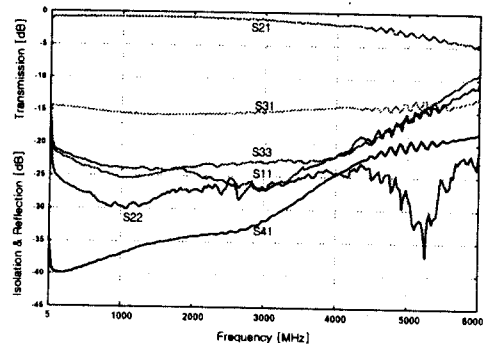


Fig. 10. The measured frequency characteristics of Tap-off with 14.7 dB coupling.

그림 9는 회로망분석기로부터 얻은 $\Gamma_{1,in}^e$, $\Gamma_{2,in}^e$, $\Gamma_{1,in}^o$, $\Gamma_{2,in}^o$ 만을 이용하여 식 (7)에 의해서 계산된 산란 파라미터를 나타낸다.

그림 10은 지금까지 제시된 이론들에 의해서 최적 설계된 신호분기기의 측정된 주파수 특성을 나타낸다. 또한, 종래의 분기기를 5 MHz ~ 1,300 MHz의 주파수 대역밖에 확보할 수 없었으나, 그림 10으로부터 알 수 있는 바와 같이, 5 MHz ~ 4,000 MHz까지 삼입손실, 반사손실, 결합도 모두 우수한 특성을 나타냄을 확인할 수 있다.

분기기의 경우, 측정주파수가 광대역임에도 불구하고 even-mode, odd-mode 여진시의 입력임피던스가 Smith Chart에서 비교적 정합이 잘 되었음을 알 수 있었다. 또한 $Z_{1,in}^e$, $Z_{1,in}^o$, $Z_{2,in}^e$, $Z_{2,in}^o$ 4개

의 변수만으로 산란파라미터를 나타냄으로써 파라미터의 수가 10개에서 4개로 감소되므로 미조정을 용이하게 할 수 있다.

4. 결 론

본 논문에서는 CATV 시스템용 tap-off에 관하여 설계방법을 제시하고, 이를 even-mode, odd-mode법을 사용하여 해석하였다. 결합선로형 방향성결합기의 이론을 도입하여 제안한 등가회로에 우·기 모드 이론을 적용하여 해석하였다. 그리고 측정된 우·기 모드 반사계수만을 사용하여 구한 S-파라미터의 결과와 계산치를 비교함으로써 제안된 해석법의 타당성을 확인하였다.

실제의 Tap-off를 제작할 때 제안한 해석법을 이용하면 다수의 산란파라미터를 회로망 분석기상에서 관측하지 않고, even-odd 모드만을 관측하여 성능개선 및 미조정을 할 수 있으므로 시간과 인력을 절감할 수 있다.

제작된 신호분기기의 측정된 주파수 특성은 이론적인 계산치와 잘 일치하여 제안된 해석법과 설계방법의 타당성을 입증하였다. 나아가서, 제작된 변성기형 방향성결합기의 결합손실, 반사손실, 결합도, 격리도 모두가 제안된 해석법을 적용하여 5 MHz ~ 4,000 MHz까지 광대역화 되었다. 이 연구 결과는 CATV시스템은 물론 선박 통신장비 등에도 유용하게 활용될 것으로 기대된다.

참고문헌

- [1] 김동일, 이성표, 김태균 “결합선로 이론을 이용한 CATV전송 회로를 이용한 Tap-Off의 미조정 방법에 관한 연구”, 대한전자공학회 논문지, 제 31권, A편 제6호, pp. 1-8, 1994.
- [2] Dong Il Kim, Jae Hyun Hwang, and Michiharu Takahashi, "A New Analysis Method and Broad-Band Design of Tap-offs for CATV /DBS Systems," IEEE Trans. on Consumer Electronics, vol. 46, no. 1, pp. 171-178, Feb. 2000.
- [3] Dong Il Kim, Kyeong Sik Min, Se-Mo Chung, "A Study on the Fine Adjusting Method of Tap-off for CATV Transmitting Circuit Using Coupled Line Theory," Journal of the Korean Institute of Telematics and Electronics, vol. 31-A, no. 6, Jun. 1994.
- [4] Dong Il Kim, Michiharu Takahashi, and Kiyomichi Araki, Yoshiyuki Naito, "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.
- [5] David M. Pozar, Microwave Engineering, Addison-Wesley, 1990.
- [6] Y. Natio, "Formulation of Frequency Dispersion of Permeability," Trans. IECE, vol. 59-C, pp. 297-304, May. 1976.
- [7] Guillermo Gonzalez, Microwave Transistor Amplifiers : Analysis and Design, Prentice Hall, 2nd ed., 1997.