工學碩士 學位論文

CATV 시스템용 신호분배회로망의 최적설계 및 제작에 관한 연구

A Study on Optimum Design and Fabrication of the Signal Dividing Networks for CATV systems.

指導教授 金 東 一

2001年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電 波 工 學 科

柳 昡 旭

Abstract

In this thesis, the transformer type tap-off and power divider as transmitting circuits for the CATV systems are studied. The CATV systems have been widely adopted in USA, Canada, Europe, Korea, Japan etc. The CATV systems have become more popular and have occupied an important position as a medium of mass communications according to the interface of the DBS(Direct Broadcasting Satellite) systems.

To transmit a high quality signal and to increase the number of channels, the broadband tap-off and power divider have become very important. In order to design broadband tap-off and power divider, proposed transformer type.

Thus, the optimum design and analysis method of the tap-off and power divider were proposed, where the even-mode and odd-mode method was adopted.

The measured results of frequency characteristics for the fabricated circuits agreed well with the theoretical results, and hence the validity of the proposed analysis and deign method were confirmed. Futhermore, insertion loss, reflection loss and the isolation of the fabricated tap-off showed excellent performance in the frequency band from 5 MHz to 2,500 MHz. In addition, the transformer type power divider for input port compensation showed better performance than conventional ones in the frequency band from 5 MHz to 1,000 MHz.

기 호 설 명 (Nomenclature)

f : **주파수**(Frequency)

f_m : **완화 주파수**(Relaxation Frequency)

I_i : **전류**(Current)

K : **초투자율**(Initial-Permeability)

k : **자기결합계수**(Magnetic Coupling Coefficient)

L_0 : Core**의 투자율이** 1**일 때의 인덕턴스**(Inductance)

L_i : **인덕턴스**(Inductance)

M : **상호 인덕턴스**(Mutual Inductance)

n_i : **권선수**(Winding Turn Number)

$S_{ij}(i = j)$: **반사계수**(Reflection Coefficient)

$S_{ij}(i \neq j)$: **투과계수**(Transmission Coefficient) **또는 아이솔레이션**(Isolation)

V_i : **전압**(Voltage)

I_i **전류**(Current)

Z_{0e} : **우모드 여진**(Even-mode Excitation)**시의 특성임피던스**

Z_{0o} : **기모드 여진**(Odd-mode Excitation)**시의 특성임피던스**

Z_0 : **선로의 특성임피던스**(External Line of Characteristic impedance)

ε : **유전율**(Permittivity)

ε_{eff} : **실효 유전율**(Effective Relation Permittivity)

μ : **투자율**(Permeability)

ω : **각주파수**(Angular Frequency)

목 차

제 1 장 서 론

1.1 연구배경

21세기 고도정보화 사회를 대비하여 선진 각국은 미래 정보사회의 기반이 되는 정보고속도로의 구축과 활용에 초미의 관심을 쏟고 있으며, 정보산업이라는 새로운 시장을 주도하기 위한 관련 기술 개발에 많은 노력을 기울이고 있다. 우리나라도 이러한 흐름에 맞추어 초고속통신망 구축사업을 범국가적으로 진행하는 한편, 현재 전국적으로 구축되고 있은 CATV(Cable Television)망을 정보통신을 위한 사회적 기반으로 활용하고자 하는 노력을 계속하고 있다.

CATV는 문자 및 영상·음성·음향 등을 유선통신설비로 가입자에게 전송하는 다채널 방송이다. 초기의 CATV는 난시청지역 해소를 위해 시작하였으나 최근 정보화시대의 요구에 따라 선진국을 중심으로 급진적으로 발전해 왔으며, 방송위성을 이용하는 DBS(Direct Broadcasting Satellite), 통신위성을 이용하는 CS(Communications Satellite), 고선명TV(HDTV)의 등장 등으로 방송 이외의 화상전화, 인터넷서비스, VOD, 원격교육, 의료 서비스 등 다양한 부가서비스를 제공하며 정보화사회 건설에 미치는 역할이 커져가고 있다. 이에 각종 정보전송의 광대역화 및 고품질화는 반드시 해결되어야 할 중요한 과제로 부각되고 있다[1],[2],[3].

1.2 연구목적

CATV 시스템에 있어서 전송계의 중요한 기본소자로는 신호분기기(Tap-off)와 신호분배기(Power Divider)가 있으며, 이 소자의 주파수 특성이 양호하지 못할 경우, Ghost 현상이나 화면의 찌그러짐, 전송정보의 손실, 채

널확대의 한계 등이 생기게 된다. 지금까지 사용되어 오고 있는 신호분배기 및 분기기는 경험적·실험적으로 설계·제작되어 왔을 뿐, 이들의 최적·광대역 설계법에 관한 이론적인 연구는 국내외를 통해서 매우 저조한 실정이었다. 따라서 본 논문에서는 신호분기기 및 신호분배기의 최적설계법을 제안하고, 실제 제작함으로써 정보화 시대의 요구에 부응하고자 한다.

1.3 연구목표

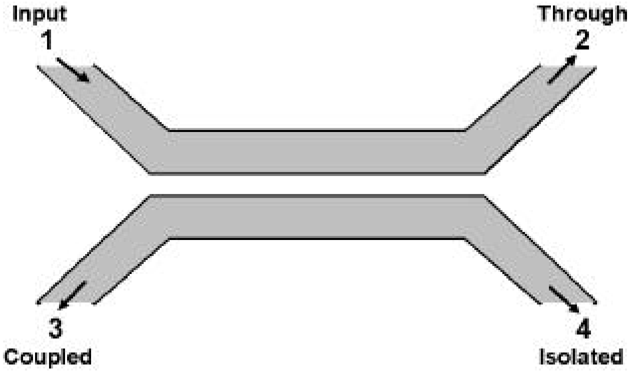
최근 CATV 및 DBS 시스템의 가입자의 증대, 영상서비스의 다채널화, 부가정보서비스 등의 증가로 사용주파수 대역이 점차 확장되고 있다. 현재 유럽의 경우 CATV의 주파수 대역은 5 770 MHz, DBS의 재전송 주파수는 1,035 2,150 MHz이고, 일본의 경우는 CATV는 10 770 MHz, DBS의 재전송 주파수는 950 2,150 MHz이며, 향후 5 2,450 MHz까지 주파수대역의 확장이 요구되고 있다.

따라서, 본 논문에서는 주파수대역 5 MHz 2,500 MHz에서 반사손실 20 dB 이상, 격리손실 20 dB 이상의 특성을 가지는 신호분기기 및 신호분배기의 설계 및 제작을 연구목표로 하였다.

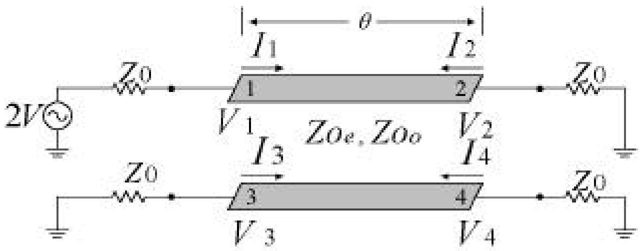
.

제 2 장 분기기의 설계 및 해석

2.1 결합선로형방향성결합기



(a) Configuration



(b) The equivalent circuit

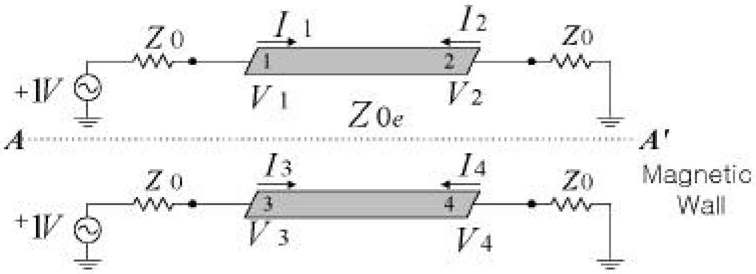
그림 2.1 결합선로형 방향성결합기

Fig. 2.1 A coupled line directional coupler.

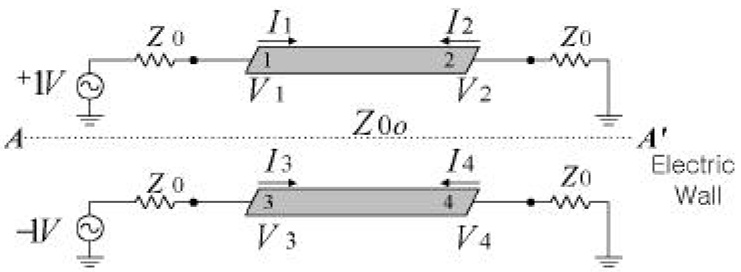
그림 2.1(a)는 결합선로형 방향성결합기의 구조이다. 그림에서의 4포트 회로망은 세 개의 포트에 임피던스 Z_0을 연결시키고, 포트 1은 내부임피던스 Z_0를 갖는 2V의 전압 발생기에 의해 구동된다. 결합기는 임의의 결합도를 갖도록 설계될 수 있어, 포트 4는 격리되는 반면에 포트 1은 정합되어진다. 포트 1은 입력(input), 포트 2는 투과(transmission), 포트 3은 결합(coupling),

포트 4는 격리(isolation)포트이다.

그림 2.1(b)는 그림 2.1(a)의 등가회로이다. 포트 1, 2와 포트 3, 4가 한 축 대칭이라는 사실로부터 그림 2.1(b)를 even과 odd-mode로 각각 해석하여 중첩의 원리를 이용하면 전체회로에 대한 해석을 할 수 있다. 그림 2.1의 even-mode와 odd-mode에 대한 등가회로는 그림 2.2로 나타낼 수 있다. 대칭에 의해 even-mode인 경우의 전류와 전압은 식 (2.1)과 같이 나타나며, odd-mode의 경우에는 식 (2.2)로 나타낼 수 있다[4].



(a) even-mode excitation



(b) odd-mode excitation

그림 2.2 결합선로 결합기를 even, odd-mode 여진상태로 바꾼 회로도

Fig. 2.2 The coupled line coupler circuit into even-mode, odd-mode excitation.

$$I_{1e} = I_{3e}\ ,\quad I_{4e} = I_{2e}\ ,\quad V_{1e} = V_{3e}\ ,\quad V_{4e} = V_{2e} \tag{2.1}$$

$$I_{1o} = -I_{3o}\ ,\quad I_{4o} = -I_{2o}\ ,\quad V_{1o} = -V_{3o}\ ,\quad V_{4o} = -V_{2o} \tag{2.2}$$

그림 2.1에서의 포트 1에서 들여다 본 입력임피던스는 식 (2.3)과 같다.

$$Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{V_{1e} + V_{1o}}{I_{1e} + I_{1o}} \tag{2.3}$$

만약 Z^e_{in}가 even-mode에 대한 포트 1에서의 입력임피던스이고, Z^o_{in}가 odd-mode에 대한 입력임피던스라고 한다면 식 (2.4)와 (2.5)로 나타낼 수 있다[5].

$$Z^e_{in} = Z_{0e}\frac{Z_0 + jZ_{0e}\tan\theta}{Z_{0e} + jZ_0\tan\theta} \tag{2.4}$$

$$Z^o_{in} = Z_{0o}\frac{Z_0 + jZ_{0o}\tan\theta}{Z_{0o} + jZ_0\tan\theta} \tag{2.5}$$

이것은 각 모드에 대해 선로가 특성임피던스 Z_{0e}와 Z_{0o}인 전송선로처럼 보이고, 부하 임피던스 Z_0에 의해 연결되기 때문이다. 그리고 전압분배에 의해 포트 1에서의 전압과 전류는 식 (2.6)과 (2.7)로 나타난다.

$$V_{1e} = V \cdot \frac{Z^e_{in}}{Z^e_{in} + Z_0}, \quad V_{1o} = V \cdot \frac{Z^o_{in}}{Z^o_{in} + Z_0} \tag{2.6}$$

$$I_{1e} = \frac{V}{Z^e_{in} + Z_0}, \quad I_{1o} = \frac{V}{Z^o_{in} + Z_0} \tag{2.7}$$

식 (2.6)과 식 (2.7)을 이용하여 입력임피던스를 구하면 식 (2.8)과 같다.

$$Z_{in} = \frac{Z^o_{in}(Z^e_{in} + Z_0) + Z^e_{in}(Z^o_{in} + Z_0)}{Z^e_{in} + Z^o_{in} + 2Z_0} = Z_0 + \frac{2(Z^e_{in}Z^o_{in} - Z^2_o)}{Z^e_{in} + Z^o_{in} + 2Z_0} \tag{2.8}$$

여기서 포트 1이 정합이 되기 위해서는 $Z_{in} = Z_0$ 가 되어야 하며, 이에 대한 조건은 식 (2.9)가 되어야 한다.

$$Z_0 = \sqrt{Z_{in}^{e} \cdot Z_{in}^{o}} \tag{2.9}$$

식 (2.9)의 조건이 만족되면 포트 1은 정합이 되며, 대칭성에 의해 포트 3도 정합이 된다. 이 이론을 신호분기기의 해석에 적용하고자 한다.

2.2 신호분기기

종래부터 사용되어 오고 있는 신호분기기는 경험적·실험적으로 설계되어 이론적인 고찰이 부족하다. 따라서 본 절에서 결합선로형 방향성결합기의 이론을 도입하여 신호분기기의 해석을 정립하고자 한다.

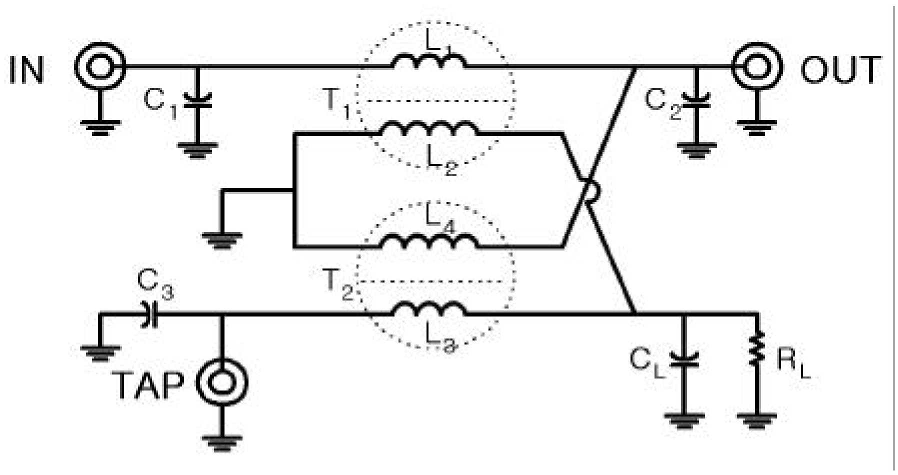


그림 2.3 종래의 약결합형 신호분기기
Fig. 2.3 Weakly-Coupled Tap-Off.

그림 2.3은 종래의 약결합형 신호분기기이다. 결합선로형 방향성결합기 이론을 도입하기 위해 회로의 특성에 크게 영향을 주지 않는 콘덴서를 제거하고 등가회로를 나타내면 그림 2.4와 같다[6],[7]. 이 회로를 해석하기 위해 그림 2.5와 같은 등가회로를 제안하였다.

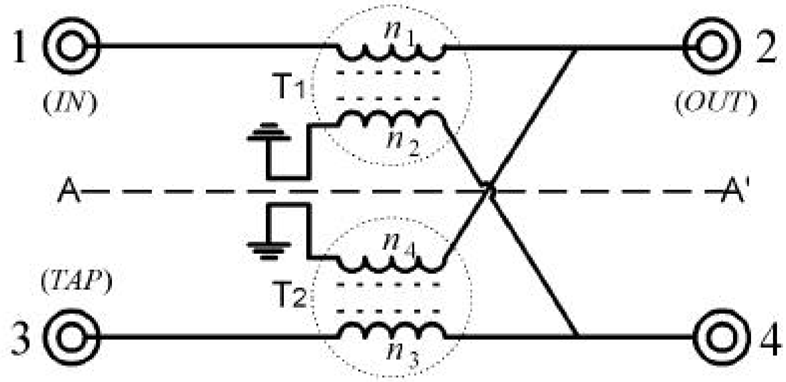


그림 2.4 **약결합형 신호분기기의 등가회로**

Fig. 2.4 Simplified Circuit Equivalent to the Weakly-Coupled Tap-Off.

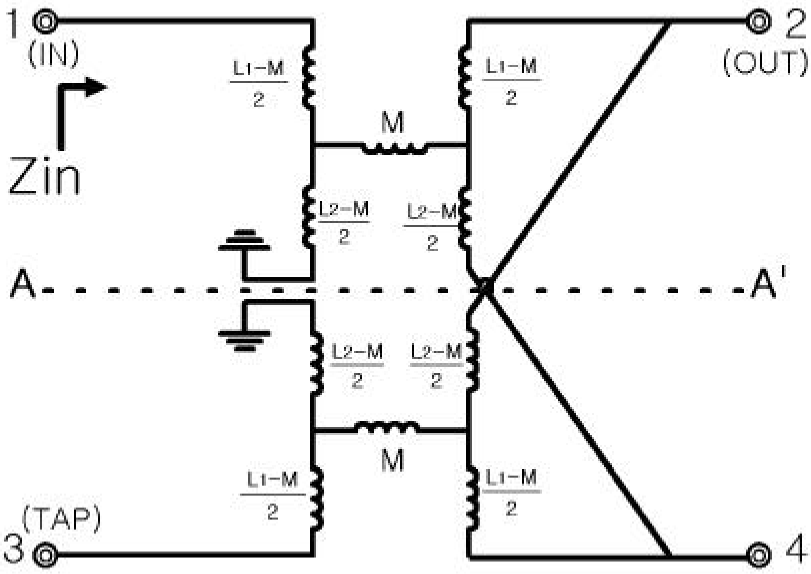


그림 2.5 **제안된 변성기형 방향성결합기의 등가회로**

Fig. 2.5 Proposed equivalent circuit to directional coupler transformer type.

그림 2.5는 AA'축으로 한 축 대칭이므로 결합선로형 방향성결합기의 이론을 적용할 수 있다.

그림 2.5에서 보는 바와 같이 제안된 신호분기기는 AA'축을 중심으로 한 축 대칭이다. 이 회로에 대해 even-mode(동상동전압)와 odd-mode(역상동전압) 여진을 시켜 결합선로형 방향성결합기와 마찬가지로 해석하고자 한다.

(1) Even-mode 여진

포트 1과 포트 3에서 even-mode 여진할 경우에는 AA'축이 개방(open)이 되며, 등가회로는 그림 2.6으로 표현된다.

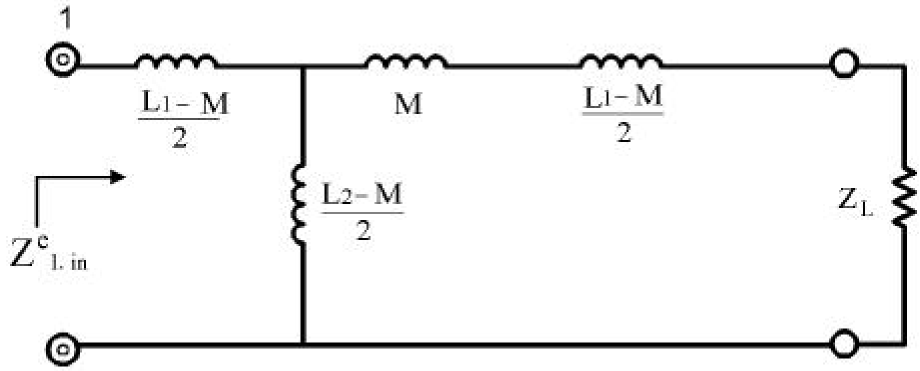


그림 2.6 port 1에서 even-mode 여진시의 등가회로
Fig. 2.6 The equivalent circuit for even-mode excitation at port 1.

포트 1에서 들여다 본 입력임피던스는 식 (2.10)과 같다.

$$Z^e_{1,in} = \frac{-\omega^2(2L_1L_2 + L_1^2 - 2L_1M - M^2)}{2\{j\omega(L_1+L_2) + 2Z_L\}} + \frac{2j\omega Z_L(L_1+L_2-2M)}{2\{j\omega(L_1+L_2)+2Z_L\}} \quad (2.10)$$

그림 2.7은 포트 2에서 even-mode 여진시 등가회로이며, 포트 2에서 들여다본 입력 임피던스는 식 (2.11)과 같다.

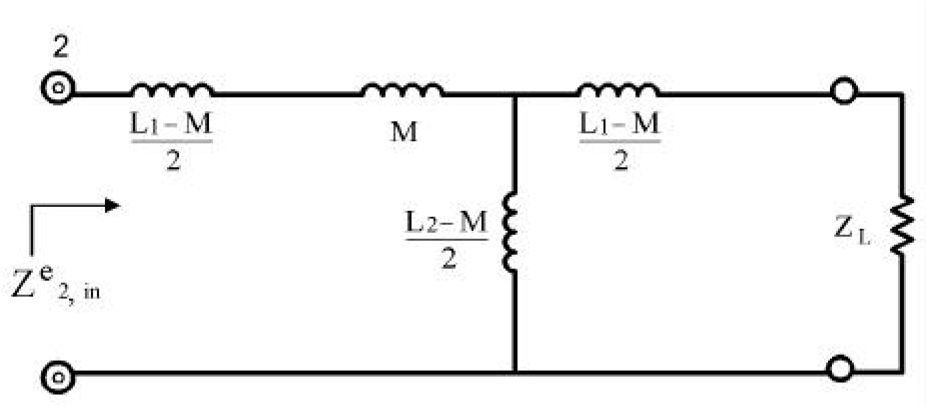


그림 2.7 port 2**에서** even-mode **여진시의 등가회로**

Fig. 2.7 The equivalent circuit for even-mode excitation at port 2.

$$Z^{e}_{2,in} = \frac{-\omega^{2}(L_1^{2} + 2L_1L_2 - 2L_1M - M^{2})}{2\{j\omega(L_1 + L_2 - 2M) + 2Z_L\}} + \frac{2j\omega Z_L(L_1 + L_2)}{2\{j\omega(L_1 + L_2 - 2M) + 2Z_L\}} \quad (2.11)$$

(2) Odd-mode **여진**

odd-mode **여진을 하면** AA'**축이 단락**(short)**이 되므로 등가회로로 나타내면 그림** 2.8**과 같다. 그림** 2.8**에서 보는 바와 같이 포트** 1**에서 들여다본 임피던스를 구하면 식** (2.12)**와 같다**.

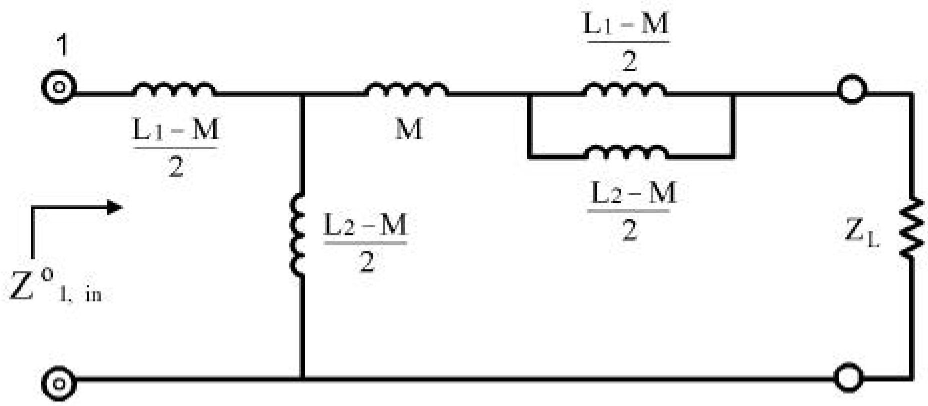


그림 2.8 port 1**에서** odd-mode **여진시의 등가회로**

Fig. 2.7 The equivalent circuit for odd-mode excitation at port 1.

$$Z^{o}_{1,in} = \frac{j\omega^3(-2L_1L_2^2 + 4L_1L_2M + 2L_1M^2 - 2L_1^2L_2 + 2L_2M^2 - 4M^3)}{-2\omega^2(L_2^2 - 2L_2M - M^2 + 2L_1L_2) + 4Z_L \cdot j\omega(L_1 + L_2 - 2M)}$$

$$+ \frac{-2\omega^2 \cdot Z_L(L_1^2 + 2L_1L_2 - 4L_1M - 4L_2M + 4M^2 + L_2^2)}{-2\omega^2(L_2^2 - 2L_2M - M^2 + 2L_1L_2) + 4Z_L \cdot j\omega(L_1 + L_2 - 2M)} \quad (2.12)$$

그림 2.9**는 포트** 2**에서** odd-mode **여진시의 등가회로를 나타내며**, **입력 임피던스는 식** (2.13)**과 같다**.

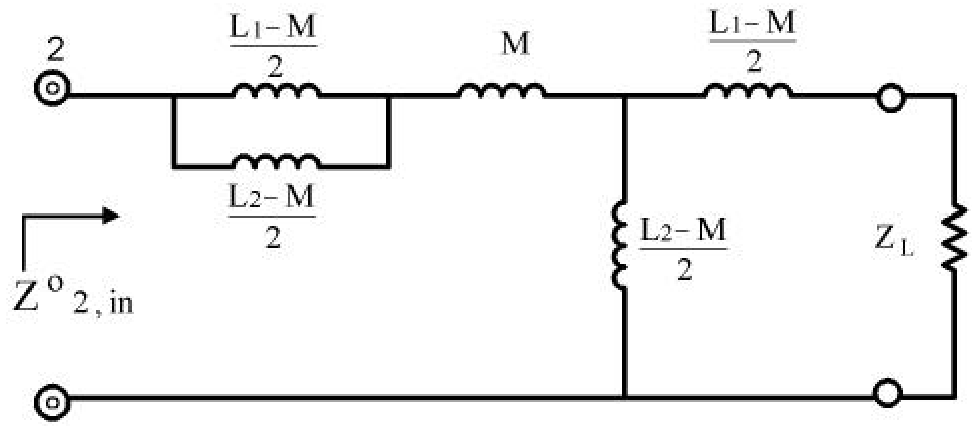


그림 2.9 port 2**에서** odd-mode **여진시의 등가회로**

Fig. 2.9 The equivalent circuit for odd-mode excitation at port 2.

$$Z^{o}_{2,in} = \frac{j\omega^3(-2L_1L_2^2 + 4L_1L_2M + 2L_1M^2 - 2L_1^2L_2 + 2L_2M^2 - 4M^3)}{-2\omega^2(L_2^2 - 2L_2M - M^2 + 2L_1L_2) + 4 \cdot Z_L \cdot j\omega(L_1 + L_2 - 2M)}$$

$$+ \frac{-2\omega^2 \cdot Z_L(L_1^2 + 2L_1L_2 - 4L_1M - 4L_2M + 4M^2 + L_2^2)}{-2\omega^2(L_2^2 - 2L_2M - M^2 + 2L_1L_2) + 4 \cdot Z_L \cdot j\omega(L_1 + L_2 - 2M)} \quad (2.13)$$

이상에서 구해진 $Z^{e}_{1,in}$, $Z^{o}_{1,in}$, $Z^{e}_{2,in}$, $Z^{o}_{2,in}$**을 사용하여 반사계수를 구하면 식** (2.14) (2.17)**로 표현된다**.

$$\Gamma^{e}_{1,in} = \frac{Z^{e}_{1,in} - Z_L}{Z^{e}_{1,in} + Z_L} \tag{2.14}$$

$$\Gamma^{o}_{1,in} = \frac{Z^{o}_{1,in} - Z_L}{Z^{o}_{1,in} + Z_L} \tag{2.15}$$

$$\Gamma^{e}_{2,in} = \frac{Z^{e}_{2,in} - Z_L}{Z^{e}_{2,in} + Z_L} \tag{2.16}$$

$$\Gamma^{o}_{2,in} = \frac{Z^{o}_{2,in} - Z_L}{Z^{o}_{2,in} + Z_L} \tag{2.17}$$

위의 반사계수로부터 산란파라미터를 구하면 식 (2.18) (2.23)**이 된다**.

$$S_{11} = 20\log_{10}\left|\frac{\Gamma^{e}_{1,in} + \Gamma^{o}_{1,in}}{2}\right| \tag{2.18}$$

$$S_{22} = 20\log_{10}\left|\frac{\Gamma^{e}_{2,in} + \Gamma^{o}_{2,in}}{2}\right| \tag{2.19}$$

$$S_{31} = 20\log_{10}\left|\frac{\Gamma^{e}_{1,in} - \Gamma^{o}_{1,in}}{2}\right| \tag{2.20}$$

$$S_{42} = 20\log_{10}\left|\frac{\Gamma^{e}_{2,in} - \Gamma^{o}_{2,in}}{2}\right| \tag{2.21}$$

$$S_{21} = 20\log_{10}\sqrt{1 - 2\left|\Gamma^{e}_{2,in}\right|^2} \tag{2.22}$$

$$S_{21} = 20\log_{10}\sqrt{1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2 - |S_{31}|^2} \tag{2.23}$$

제 3 장 분배기의 설계 및 해석

3.1 윌킨슨 전력분배기의 이론

무손실 T-접합 분배기는 모든 포트에서의 임피던스 정합이 불가능하고 출력 포트간의 격리도에 문제점을 갖고 있다. 저항 분배기는 모든 포트에서의 임피던스 정합이 가능하지만 무손실이 아니라 할지라도 출력 포트간의 격리도를 취할 수 있다. 하지만 손실을 갖는 3포트 분배기의 경우 출력 포트들간에 격리도를 가지며 모든 포트에서 임피던스 정합이 가능한 분배기를 만들 수 있다. 윌킨슨(Wilkinson) 전력 분배기[8]는 이러한 종류의 회로이다. 윌킨슨 전력 분배기는 출력 포트가 정합되면 무손실의 특성을 갖는다. 즉, 반사전력이 있는 경우에만 전력이 소모된다. 하지만 윌킨슨 전력분배기는 $\lambda/4$의 전송선로를 사용하기 때문에 고주파에서는 대단히 실용적이며 양호한 특성을 나타내지만, 저주파에서는 그 물리적 크기가 파장에 비례하여 커지기 때문에 사용상 어려움이 있다.

따라서, 윌킨슨이 제안한 신호분배기를 페라이트 코어(ferrite toroidal core)를 사용한 집중정수형 회로에 대해서는 설계법이 확립되어 있지 않기 때문에 본 연구에서는 그 이론적 설계법을 검토하고자 한다.

그림 3.1은 윌킨슨 전력 분배기를 나타낸 것이다. 해석의 간략화를 위해 모든 임피던스를 특성 임피던스 Z_0에 대하여 정규화시키며, 그림 3.1의 회로를 그림 3.2에서와 같이 출력 포트에 전압 소스를 갖는 회로로 대치시킨다. 이 회로는 중앙을 중심으로 대칭이 되도록 그려졌으며, 정규화값이 2인 소스의 2개의 저항은 정합된 소스의 임피던스 값인 정규화 저항값이 1이 되도록 병렬로 구성된다.

$\lambda/4$ 전송선로의 특성 임피던스는 Z이고, 병렬저항의 정규화된 값은 r이다. 균등 전력 분배기(3 dB)가 되기 위해서 그림 3.1에서처럼 $Z = \sqrt{2}$, $r = 2$가 되어야 한다.

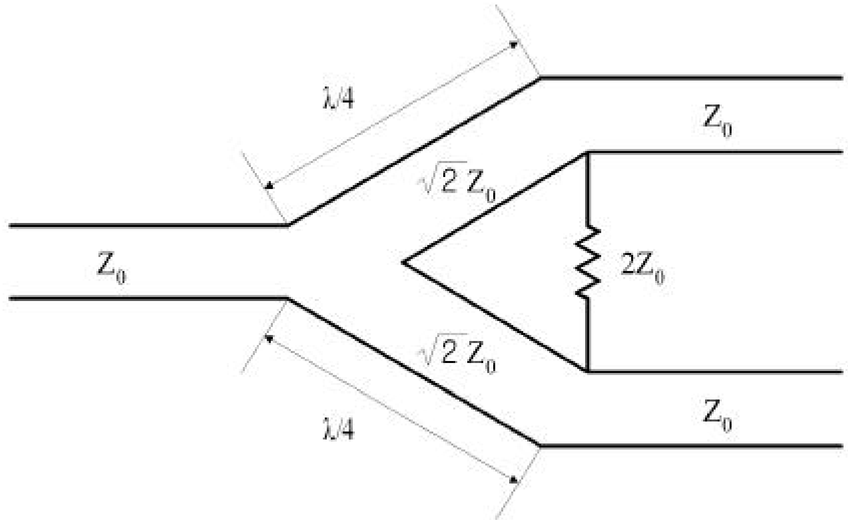


그림 3.1 윌킨슨 전력 분배기

Fig 3.1 Wilkinson Power Divider.

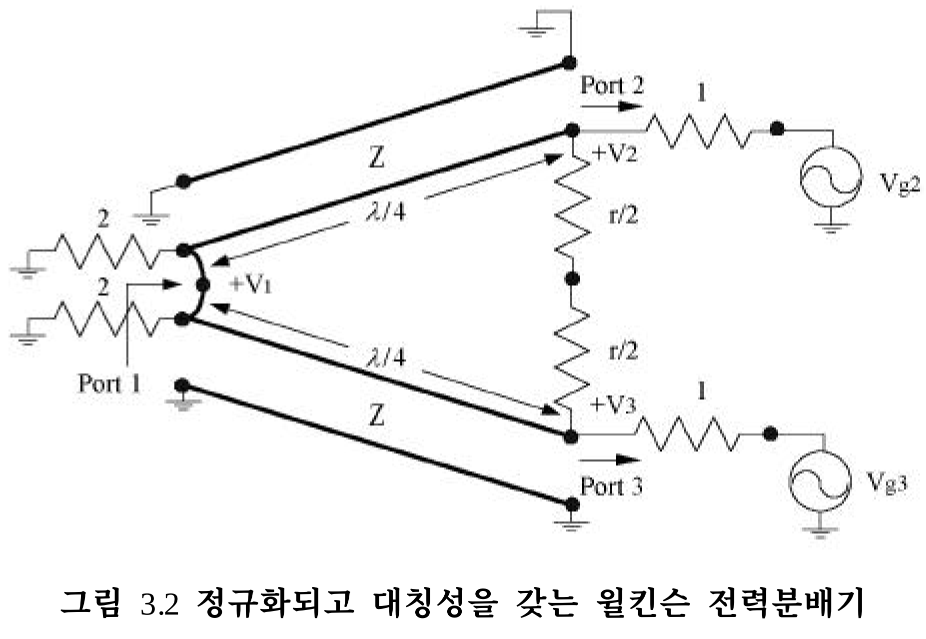
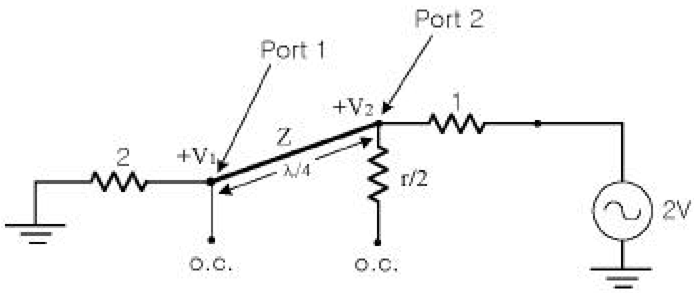


그림 3.2 정규화되고 대칭성을 갖는 윌킨슨 전력분배기

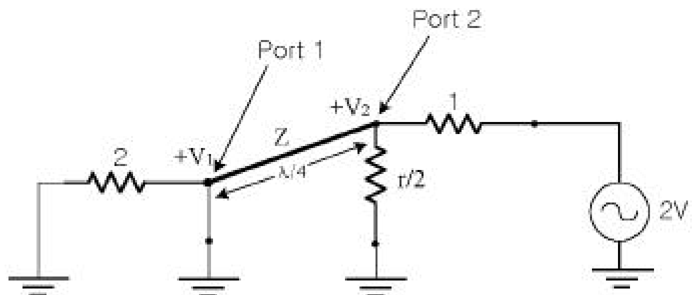
Fig. 3.2 The Wilkinson power divider circuit in normalized and symmetric form.

even-mode를 여진시키기 위해서는 $V_{g2} = V_{g3} = 2V$가 되어야 하며 이로 인해 $V_2 = V_3$가 되고 $r/2$저항을 통해 흐르는 전류는 없다. 그러므로 even-mode 여진시 그림 3.2의 회로는 개방회로로 그림 3.3(a)와 같이 표현된다.

odd-mode를 여진시키기 위해서는 $V_{g2} = -V_{g3} = 2V$가 되어야 하며 이로 인해 $V_2 = -V_3$가 되고 중간부분을 따라 전압이 0이 되는 점이 나타난다. 그러므로 odd-mode 여진시 그림 3.2의 회로는 그림 3.3(b)와 같이 표현된다[4].



(a) Even-mode excitation



(b) Odd-mode excitation

그림 3.3 그림 3.2에 대한 이분회로

Fig. 3.3 Bisection of the circuit of Fig. 3.2.

3.2 원형의 변성기형 신호분배기

3.2.1 변성기형 분배기의 최적설계

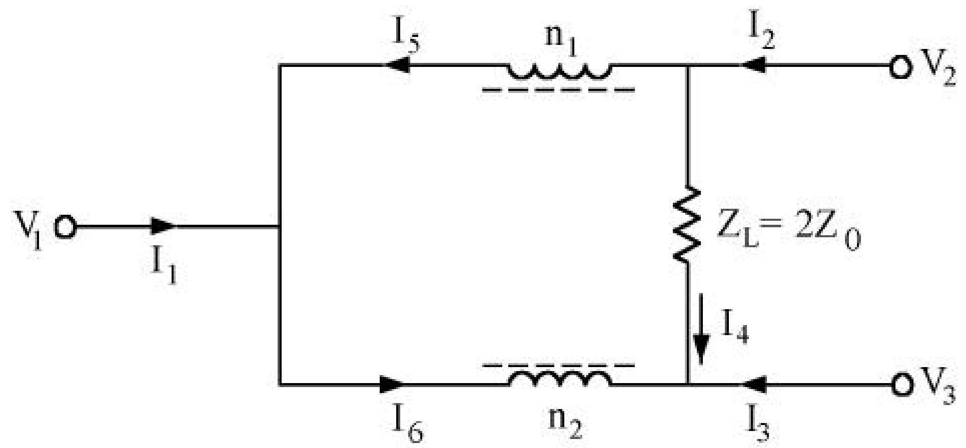


그림 3.4 **원형의 변성기형 신호분배기**

Fig. 3.4 Transformer type power divider of the proto-type.

윌킨슨에 의해 제안된 분포정수형 신호분배기를 전송소자에 널리 사용되는 ferrite core**를 사용한 집중정수형으로 회로화하는 설계법을 고찰하였다** [9],[10].

$$V_1 - V_2 = r(V_1 - V_3) \tag{3.1a}$$

$$I_1 = -I_3 - I_2 \tag{3.1b}$$

$$I_1 = -I_5 + I_6 \tag{3.1c}$$

$$I_4 = I_2 - I_5 \tag{3.1d}$$

$$I_4 = -I_3 - I_6 \tag{3.1e}$$

$$Z_L I_4 = V_2 - V_3 \tag{3.1f}$$

$$I_6 = rI_5 \tag{3.1g}$$

그림 3.1은 변성기를 사용하여 그림 3.4와 같이 대체할 수 있다. 회로의 변성기는 이상변성기로 근사할 수 있으므로 그림 3.4에서의 전압·전류의 관계식은 식 (3.1)과 같다[6].

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

식 (3.1)을 이용해 산란행렬의 각 요소를 구하면 식 (3.2)와 같다.

$$S_{11} = \frac{-Z_0(r-1)^2 + 2rZ_L}{3Z_0(r-1)^2 + 2Z_L(r^2-r+1)} \tag{3.2a}$$

$$S_{22} = \frac{-Z_0(r-1)^2 + 2rZ_L(r-1)}{3Z_0(r-1)^2 + 2Z_L(r^2-r+1)} \tag{3.2b}$$

$$S_{33} = \frac{-Z_0(r-1)^2 - 2Z_L(r-1)}{3Z_0(r-1)^2 + 2Z_L(r^2-r+1)} \tag{3.2c}$$

$$S_{12} = S_{21} = \pm\frac{2[Z_0(r-1)^2 - Z_L(r-1)]}{3Z_0(r-1)^2 + 2Z_L(r^2-r+1)} \tag{3.2d}$$

$$S_{13} = S_{31} = \pm\frac{2[Z_0(r-1)^2 + r(r-1)Z_L]}{3Z_0(r-1)^2 + 2Z_L(r^2-r+1)} \tag{3.2e}$$

$$S_{23} = S_{32} = \pm\frac{2[(r-1)^2 Z_0 + rZ_L]}{3Z_0(r-1)^2 + 2Z_L(r^2-r+1)} \tag{3.2f}$$

식 (3.2)에서 $Z_L = 2Z_0$, $r = -1$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.

3.2.2 원형의 변성기형 분배기의 해석

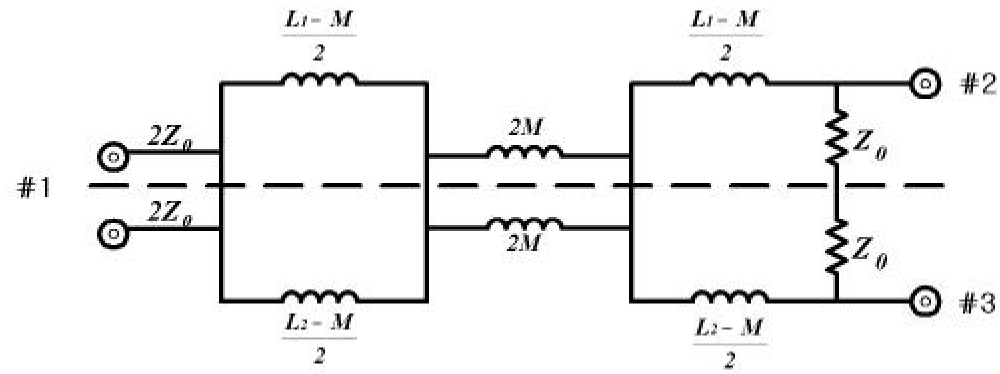


그림 3.5 **그림** 3.4**의 등가회로**

Fig. 3.5 Equivalent circuit of the Fig. 3.4.

(1) Even-mode **여진**

그림 3.5**는 그림** 3.4**의 등가회로이며**, **그림** 3.6**은** Even-mode **여진시의 등가회로를 나타낸다**. **그림** 3.6**을 이용하여 포트** 1**에서의 입력 임피던스 및 반사계수는 각각 다음과 같이 나타낼 수 있다**.

$$Z^{e}_{1,in} = Z_0 + j\omega\left(\frac{L_1 - M}{2}\right) + j\omega 2M + j\omega\left(\frac{L_1 - M}{2}\right) \tag{3.3}$$

$$\Gamma^{e}_{1} = \frac{Z^{e}_{1,in} - 2Z_0}{Z^{e}_{1,in} + 2Z_0} \tag{3.4}$$

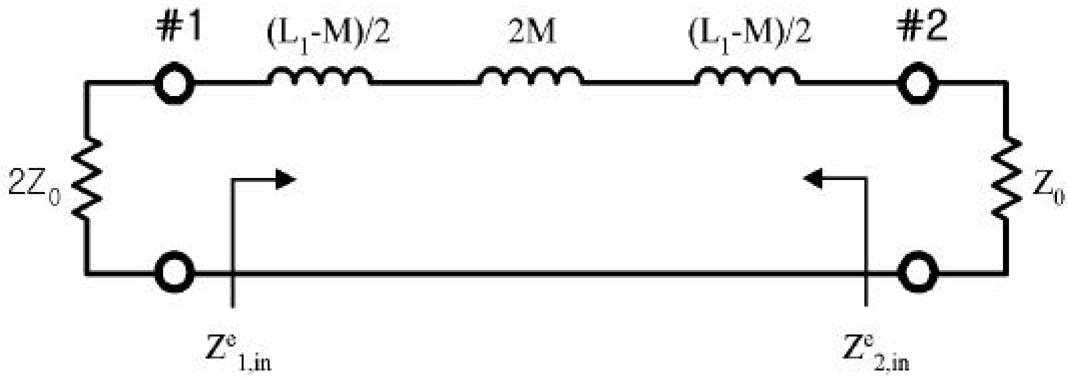


그림 3.6 Even mode **여진시의 등가회로**

Fig. 3.6 Equivalent circuit for even-mode excitation.

포트 2**에서의 입력 임피던스 및 반사계수는 각각 다음과 같다**.

$$Z^{e}_{2,in} = 2Z_0 + j\omega\left(\frac{L_1 - M}{2}\right) + j\omega 2M + j\omega\left(\frac{L_1 - M}{2}\right) \tag{3.5}$$

$$\Gamma^{e}_{2} = \frac{Z^{e}_{2,in} - Z_0}{Z^{e}_{2,in} + Z_0} \tag{3.6}$$

(2) Odd-mode 여진

그림 3.7은 Odd-mode 여진시의 등가회로를 나타내며 포트 2에서의 입력 임피던스 및 반사계수는 각각 식 (3.7), (3.8)과 같다.

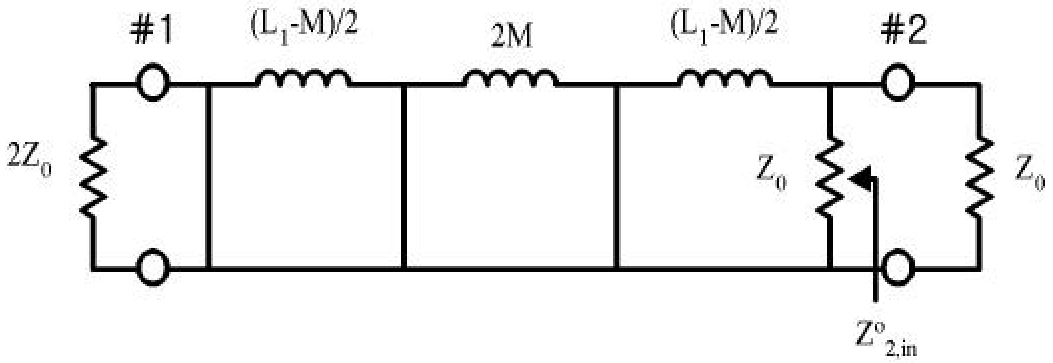


그림 3.7 Odd mode 여진시의 등가회로

Fig. 3.7 Equivalent circuit for odd-mode excitation

$$Z^{o}_{2,in} = \frac{j\omega[(L_1 - M)/2] - Z_0}{j\omega[(L_1 - M)/2] + Z_0} \tag{3.7}$$

$$\Gamma^{o}_{2} = \frac{Z^{e}_{2,in} - Z_0}{Z^{e}_{2,in} + Z_0} \tag{3.8}$$

위의 반사계수를 이용해 산란파라미터를 구하면 다음과 같다.

$$S_{11} = \Gamma^{e}_{1} \tag{3.9}$$

$$S_{22} = \frac{\Gamma^{e}_{2} + \Gamma^{o}_{2}}{2} \tag{3.10}$$

$$S_{32} = \frac{\Gamma^{e}_{2} - \Gamma^{o}_{2}}{2} \tag{3.11}$$

$$S_{12} = \frac{1}{\sqrt{2}}\sqrt{1 - (\Gamma^{e}_{1})^{2}} \tag{3.12}$$

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.

3.3 입력보상 변성기형 분배기

3.3.1 입력보상 변성기형 분배기의 최적설계

그림 3.4에 나타낸 원형의 변성기형 분배기의 특성을 검토한 결과 정합도 및 아이솔레이션에 문제가 있음을 알았다. 이를 보완하기 위하여 그림 3.8과 같이 입력단에 보상회로를 부가한 경우를 검토하였다.

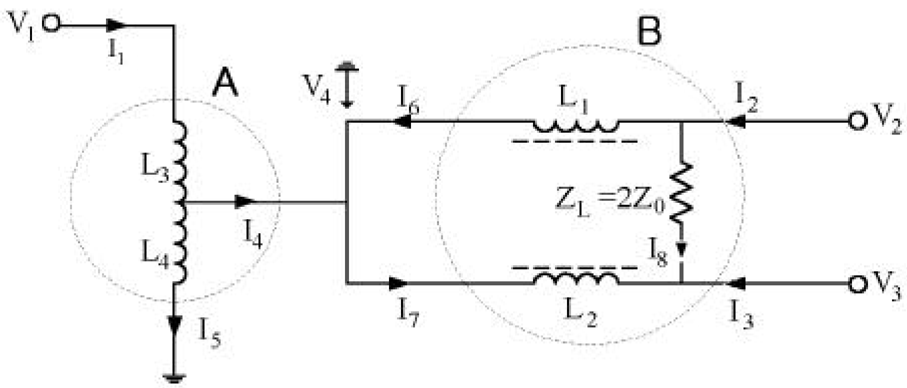


그림 3.8 입력단 보상 변성기형 분배기

Fig. 3.8 Compensated transformer type power divider for input port.

회로를 구성하는 변성기가 이상적인 변성기라고 가정하고 식 (3.2)에서와 같은 방법으로 산란행렬의 각 요소를 구하면 식 (3.13)과 같다.

$$S_{11} = \frac{(r_1-1)^2(r_2^2-2r_2-1)Z_0+(r_1^2+1)(r_2-1)^2Z_L-(r_1-1)^2Z_L}{D} \quad (3.13a)$$

$$S_{22} = \frac{-(r_1-1)^2(r_2^2-2r_2+1)Z_0+(1-r_1^2)Z_L+(r_1^2-1)(r_2-1)^2Z_L}{D} \quad (3.13b)$$

$$S_{33} = \frac{-(r_1-1)^2(r_2^2-2r_2+1)Z_0+(r_1-1)^2Z_L-(r_1^2-1)(r_2-1)^2Z_L}{D} \quad (3.13c)$$

$$S_{12} = S_{21} = \pm\frac{2[(r_2-1)(r_1-1)^2Z_0-(r_1-1)(r_2-1)Z_L]}{D} \quad (3.13d)$$

$$S_{13} = S_{31} = \pm\frac{2[(r_2-1)(r_1-1)^2Z_0+r_1(r_1-1)(r_2-1)Z_L]}{D} \quad (3.13e)$$

$$S_{23} = S_{32} = \pm\frac{2[(r_1-1)^2Z_0+r_1(r_2-1)^2Z_L]}{D} \quad (3.13f)$$

단, $r_1 = n_1/n_2$, $r_2 = n_3/n_4$

$$D = (r_1-1)^2(r_2^2-2r_2+3)R+(r_1^2+1)(r_2-1)^2R_L+(r_1-1)^2R_L$$

이며, Z_0**는 특성 임피던스**(75 Ω)**이다**.

식 (3.13)**에서 완전 아이솔레이션 조건은** $S_{23}=0$ **이므로 규격화된 최적저항치** $\tilde{Z}_L$**은**

$$\tilde{Z}_L = -\frac{(r_1-1)^2}{r_1(r_2-1)^2} \quad (3.14)$$

단, $\tilde{Z}_L = Z_L/Z_0$

이 되며, **식** (3.14)**를 완전정합의 조건인** $S_{11}=S_{22}=S_{33}=$**에 대입한 결과** r_1 **및** r_2**의 최적값은 식** (3.15)**로 정해진다**.

$$r_1 = -1 \quad , \quad r_2 = 1\pm\sqrt{2} \quad (3.15)$$

이들 값을 식 (3.14)**에 대입하면** Z_L**의 최적치는** 150 Ω**이 된다**.

3.3.2 입력보상 변성기형 분배기의 해석

그림 3.9는 그림 3.8에 나타낸 입력보상 변성기형 분배기의 등가회로이다.

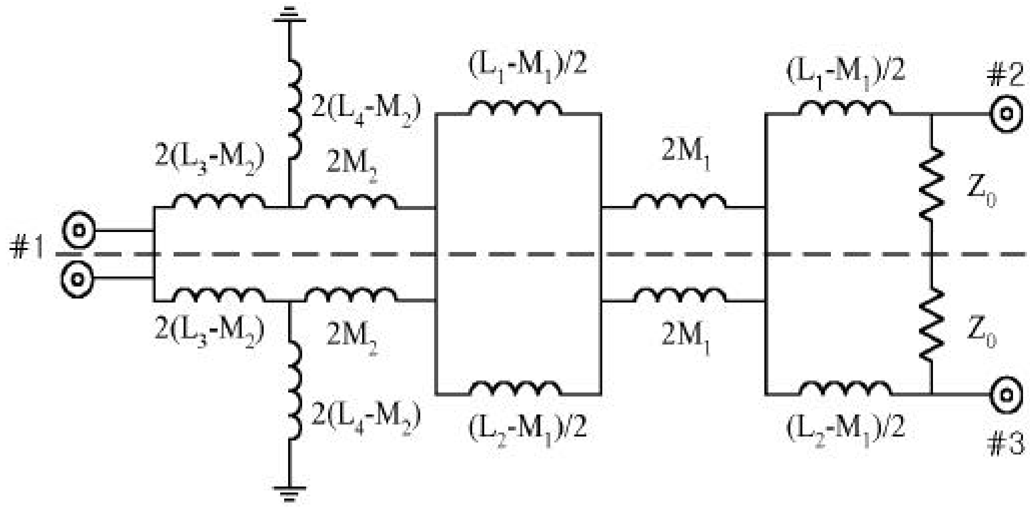


그림 3.9 그림 3.8의 등가회로

Fig. 3.9 Equivalent circuit of the Fig. 3.8.

(1) Even-mode 여진

그림 3.10은 그림 3.9에 나타낸 회로의 Even-mode 여진시의 등가회로를 나타내며 포트 1에서의 입력 임피던스 및 반사계수는 각각 식 (3.16), (3.17)로 표현된다.

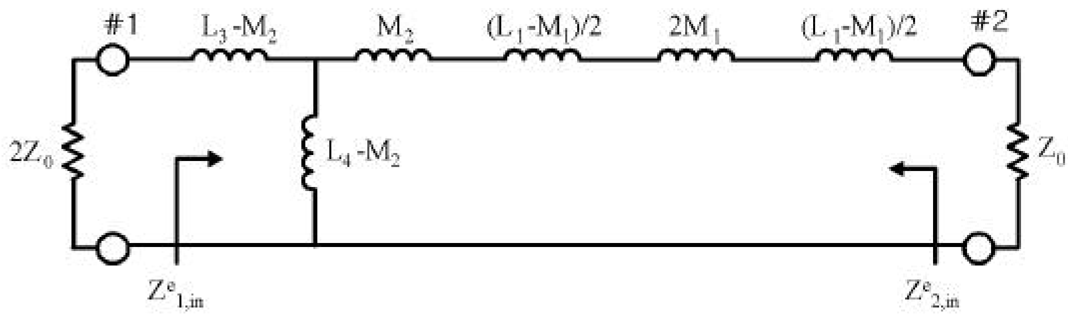


그림 3.10 Even-mode 여진시의 등가회로

Fig. 3.10 Equivalent circuit for even-mode excitation.

$$Z^{e}_{1,in} = j\omega(L_3 - M_2) + \left[j\omega\left(\frac{L_1 - M_1}{2}\right) + 2j\omega M_1 + j\omega\left(\frac{L_1 - M_1}{2}\right) + j\omega M_2 + Z_0 \right] // j\omega(L_4 - M_2) \tag{3.16}$$

$$\Gamma^{e}_{1} = \frac{Z^{e}_{1,in} - 2Z_0}{Z^{e}_{1,in} + 2Z_0} \tag{3.17}$$

포트 2**에서의 입력 임피던스 및 반사계수는 각각 다음과 같다**.

$$Z^{e}_{2,in} = j\omega M_2 + j\omega\left(\frac{L_1 - M_1}{2}\right) + 2j\omega M_1 + j\omega\left(\frac{L_1 - M_1}{2}\right) + [j\omega(L_3 - M_2) + 2Z_0] // j\omega(L_4 - M_2) \tag{3.18}$$

$$\Gamma^{e}_{2} = \frac{Z^{e}_{2,in} - Z_0}{Z^{e}_{2,in} + Z_0} \tag{3.19}$$

(2) Odd-mode **여진**

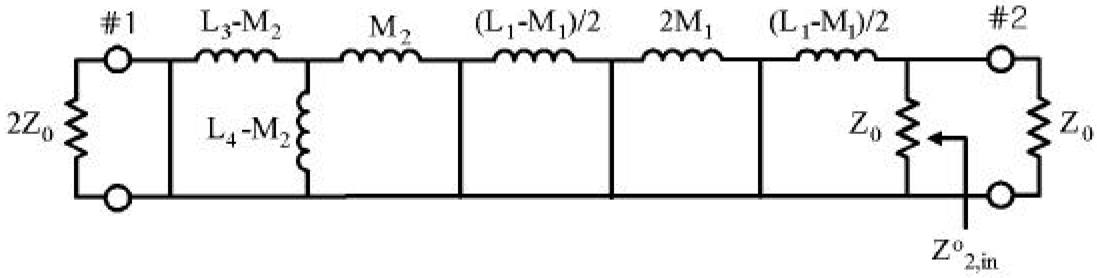


그림 3.11 Odd-mode **여진시의 등가회로**

Fig. 3.11 Equivalent circuit for odd-mode excitation

그림 3.11은 Odd-mode 여진시의 등가회로를 나타내며 포트 2에서의 입력 임피던스, 반사계수는 각각 다음과 같다

$$Z_{2,in}^{o} = j\omega\left(\frac{L_1 - M_1}{2}\right) // Z_0 \tag{3.20}$$

$$\Gamma_2^o = \frac{Z_{2,in}^{o} - Z_0}{Z_{2,in}^{o} + Z_0} \tag{3.21}$$

위의 반사계수를 이용해 산란파라미터를 구하면 다음과 같다.

$$S_{11} = \Gamma_1^e \tag{3.22}$$

$$S_{22} = \frac{\Gamma_2^e + \Gamma_2^o}{2} \tag{3.23}$$

$$S_{32} = \frac{\Gamma_2^e - \Gamma_2^o}{2} \tag{3.24}$$

$$S_{12} = \frac{1}{\sqrt{2}}\sqrt{1 - (\Gamma_1^e)^2} \tag{3.25}$$

제 4 장 시뮬레이션 및 제작

4.1 신호분기기

본 논문에서는 다음과 같이 시뮬레이션 하였다. 그림 2.4에서의 권선수는 $n_1 = 0.9$, $n_2 = 4.9$이고 $n_1 = n_3$, $n_2 = n_4$이다. 코일의 자기인덕턴스, 상호인덕턴스는 다음 수식을 사용하였다.

$$
\begin{aligned}
L_1 &= \mu L_0 n_1^2 \\
L_2 &= \mu L_0 n_2^2 \\
M &= k\sqrt{L_1 L_2}
\end{aligned}
\tag{4.1}
$$

단, k는 자기결합계수, L_0는 공심코어(air coil)일 때의 인덕턴스이다.

또한 투자율은 μ는 식 (4.2)와 같이 주파수분산식[11]을 사용하였다.

$$
\mu = 1 + \frac{K}{1 + j\dfrac{f}{f_m}} \tag{4.2}
$$

단, K는 초투자율, f_m은 완화주파수, f는 사용주파수이다. 또한 본 논문에서는 최적의 계산치를 얻기 위하여 K는 1,000, f_m은 3 MHz를 사용하였다.

제작에 있어서 페라이트 코어는 T-314 OPW 5-3-3-1H2, 코일은 0.14 mΦ를 사용하였다. 마이크로스트립 라인(Microstrip Line)의 선로폭은 특성임피던스가 75 Ω일 때 식 (4.3)에 의해 계산되었으며, 유전율 $\varepsilon_r = 3$인 기판을 사용하였다[12][13].

$$
\begin{aligned}
Z_0 &= \frac{120\pi/\sqrt{\varepsilon_{ff}}}{W/h + 1.393 + 0.667\ln(W/h + 1.444)} \\
\varepsilon_{ff} &= \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}\left(1 + 12\frac{h}{W}\right)^{-1/2}
\end{aligned}
\tag{4.3}
$$

식 (4.1) 및 (4.2)를 Z^{e}_{in} 및 Z^{o}_{in}에 대입하여 시뮬레이션한 결과는 그림 4.1과 같이 $\sqrt{Z^{e}_{in} \cdot Z^{o}_{in}} \simeq Z_0$ 로 각 포트는 정합이 잘 되었음을 보여주고 있다. 한편, 그림 4.2의 주파수특성에서도 양호한 특성을 나타내었지만 S_{31}과 S_{22}가 뒤바뀐 결과를 보였다. 이는 전송선로부분이 교차하는 부분 때문인 것으로 판단된다.

제작한 분기기를 측정한 결과, 그림 4.3과 4.4에서와 같이 even-mode, odd-mode 여진시의 입력임피던스가 사용주파수 대역에서 정합이 잘 되었음을 보였고, 그림 4.5의 주파수특성에서는 주파수 대역 5 2,500 MHz까지 우수한 특성을 나타내었다.

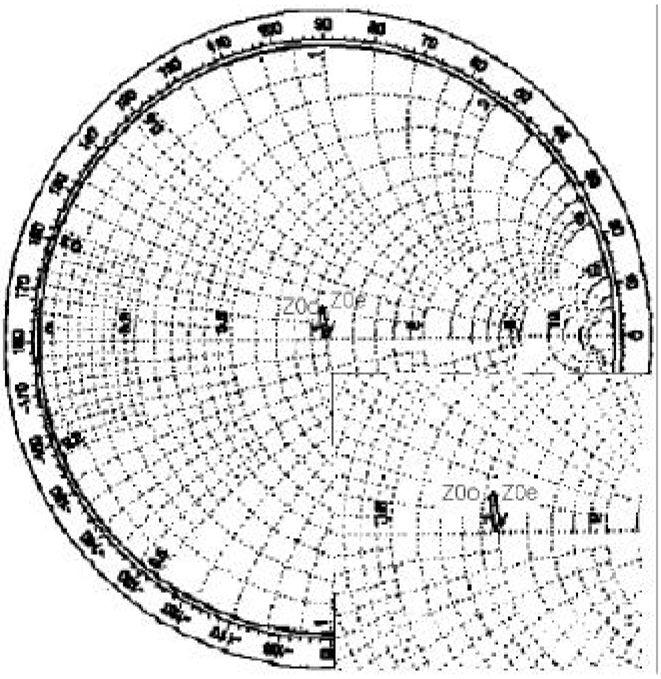


그림 4.1 Even **및** Odd **여진시 입력임피던스의 계산치**

Fig. 4.1 Calculated input impedance for even & odd-mode excitation.

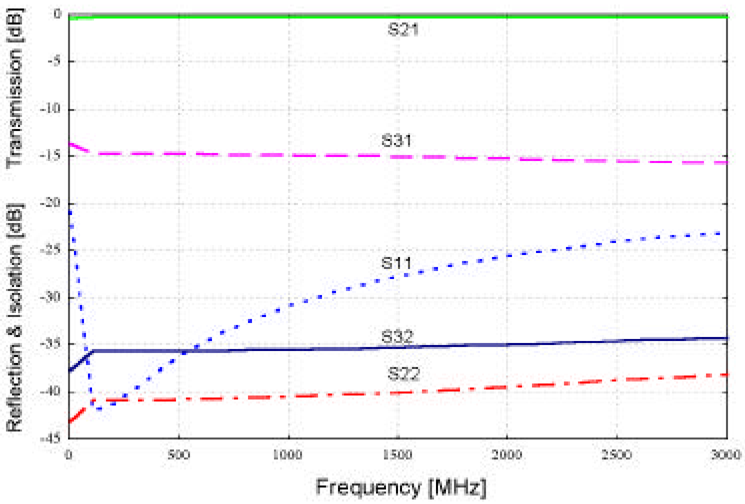
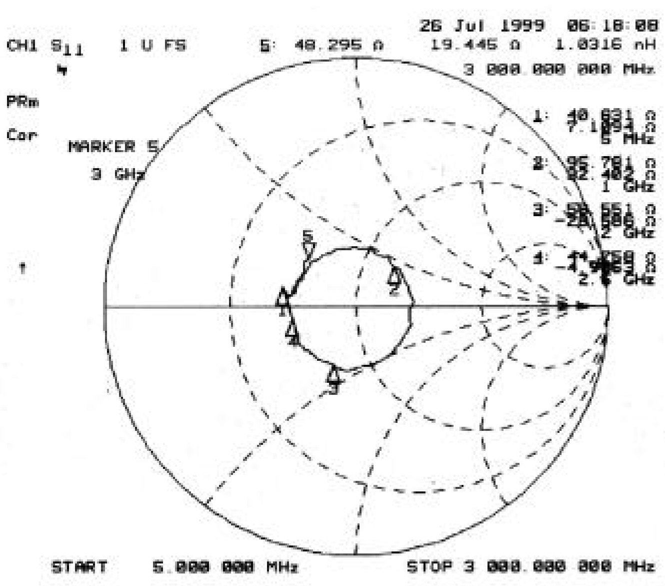
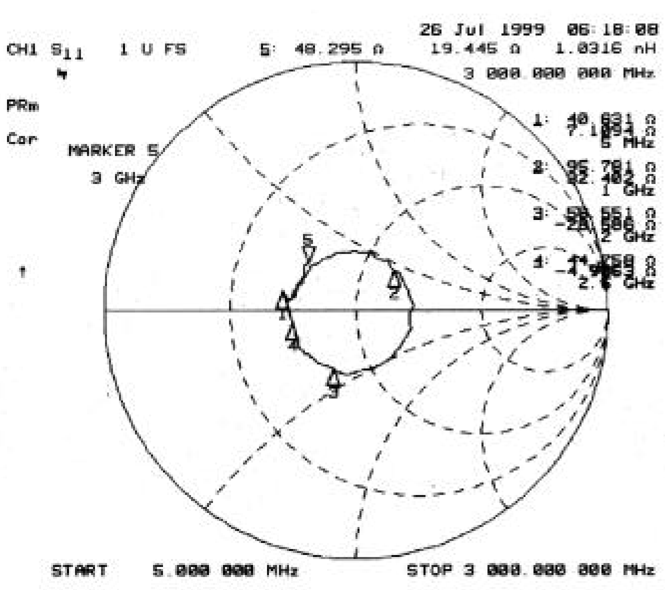


그림 4.2 **신호분기기의 이론적 주파수특성**

Fig. 4.2 Calculated frequency characterisics for the transformer type tap-off.



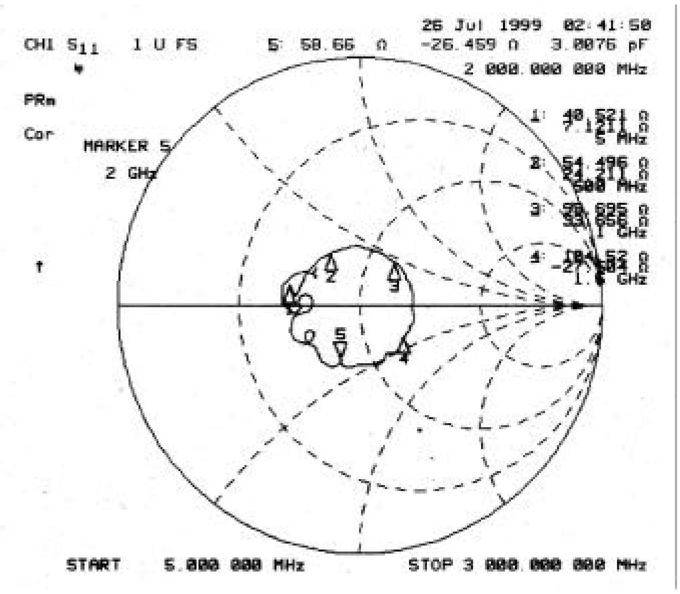
(a) Even-mode excitation



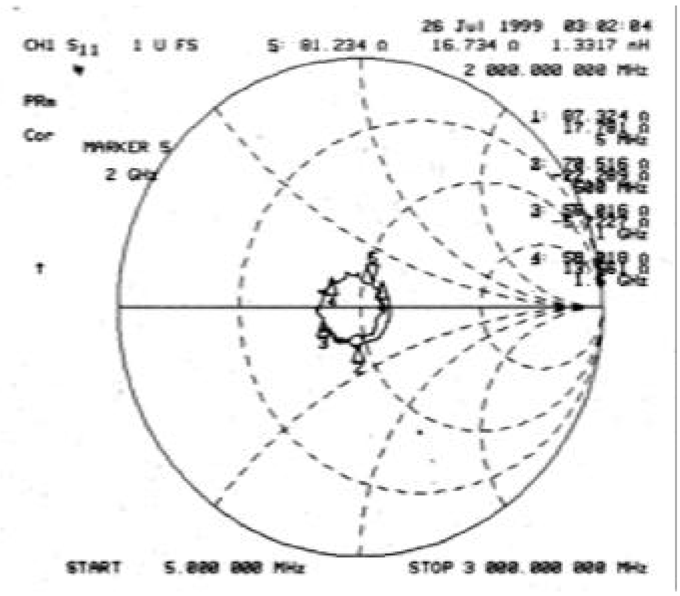
(b) Odd-mode excitation

그림 4.3 Port 1**에서 측정된 입력임피던스**

Fig. 4.3 The measured input impedance at Port 1.



(a) Even-mode excitation



(b) Odd-mode excitation

그림 4.4 Port 2에서 측정된 입력임피던스

Fig. 4.4 The measured input impedance at Port 2.

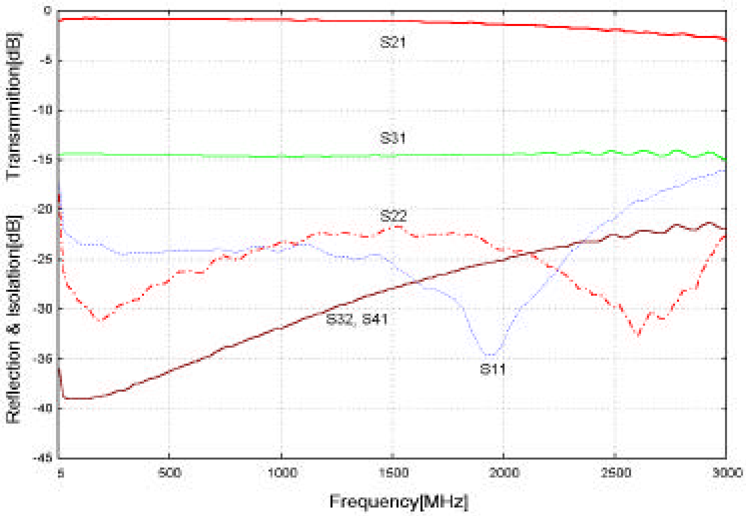


그림 4.5 제작한 분기기의 주파수특성

Fig. 4.5 The measured results of the tap-off.

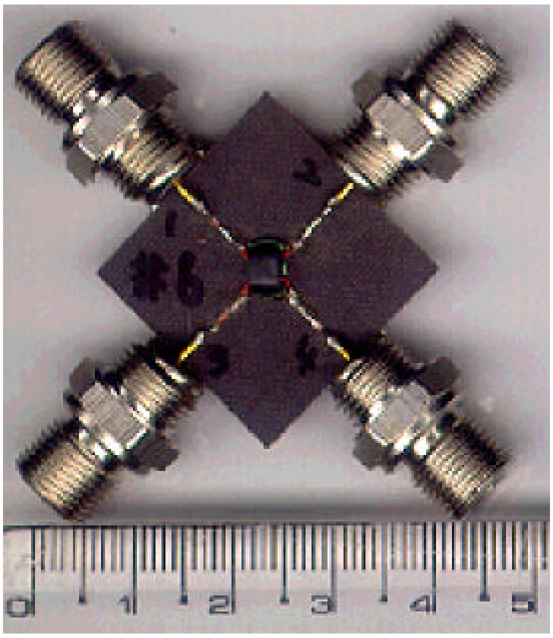


그림 4.6 제작한 신호분기기

Fig. 4.6 The fabricated Tap-off.

4.2 원형의 변성기형 신호분배기

원형의 변성기형 신호분배기의 시뮬레이션에서는 그림 3.4의 회로를 구성하는 변성기를 이상변성기로 가정하고, 권선수는 각각 $n_1 = 4.9$, $n_2 = 4.9$로 하였으며, L_0, L_1, L_2, M, k, μ는 신호분기기와 동일한 수식을 사용하였다.

제작에 있어서 T-314 OP 3.5-3-1H 페라이트 코어와 0.14 mΦ 코일을 사용하였다.

그림 4.7의 시뮬레이션 결과는 그림 4.8의 측정결과와 마찬가지로 포트 1에서의 반사손실과 아이솔레이션 특성이 현저하게 떨어짐을 보였다.

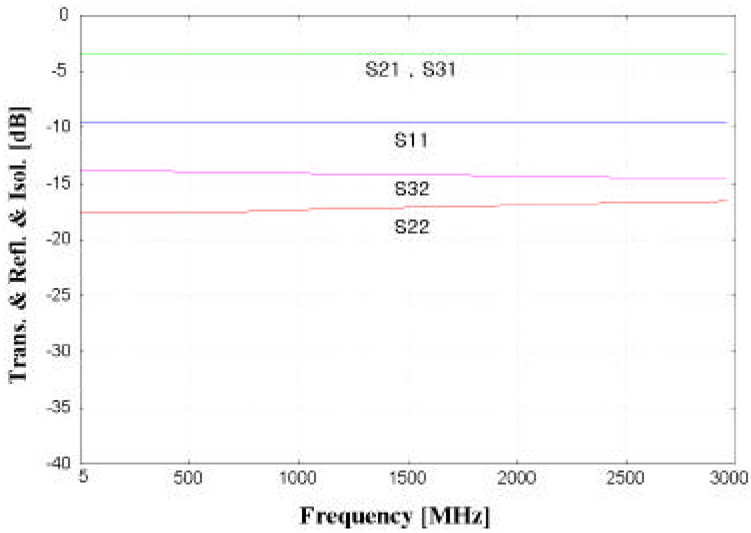


그림 4.7 원형의 분배기의 이론적 주파수 특성

Fig 4.7 The calculated results for transformer type power divider of the proto-type.

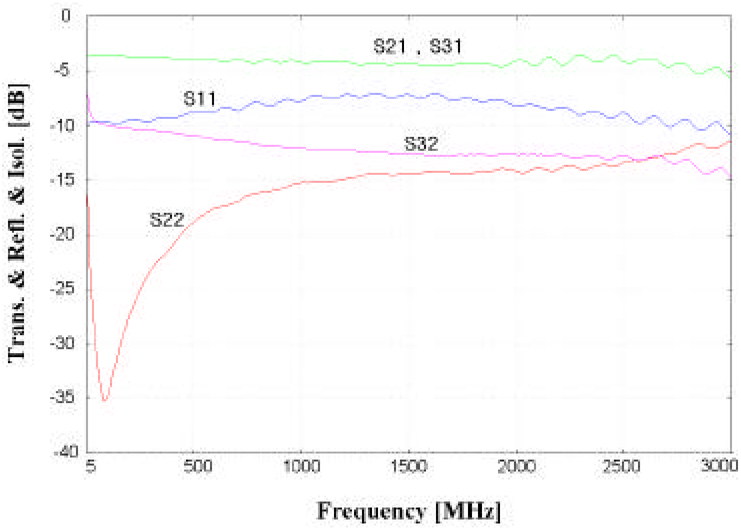


그림 4.8 제작한 원형의 신호분배기의 주파수특성

Fig. 4.8 The mesured results for transformer type power divider of the proto-type.

4.3 입력단 보상 변성기형 신호분배기

시뮬레이션에서 사용한 권선수는 각각 $n_1 = 4.9$, $n_2 = 4.9$, $n_3 = 1.9$, $n_4 = 4.6$ 이고, L_0, L_1, L_2, M, k, μ는 신호분기기와 동일한 수식을 사용하였다.

그림 4.9의 제작에 있어서 T-314 OP 3.5-3-1H, T-314 OP 3.5-2-1H 페라이트 코어와 0.14 mΦ 코일을 사용하였다.

그림 4.10의 시뮬레이션 결과에서 입력단에 보상회로를 부가함으로써 그림 4.7의 반사손실과 아이솔레이션 특성이 크게 개선됨을 확인하였다.

또한 그림 4.11에서와 같이 실제 제작을 통한 측정결과, 시뮬레이션과 마찬가지로 반사손실, 아이솔레이션 특성이 현저하게 개선되어 주파수 대역 5 1,000 MHz까지 양호한 주파수특성을 나타내었다.

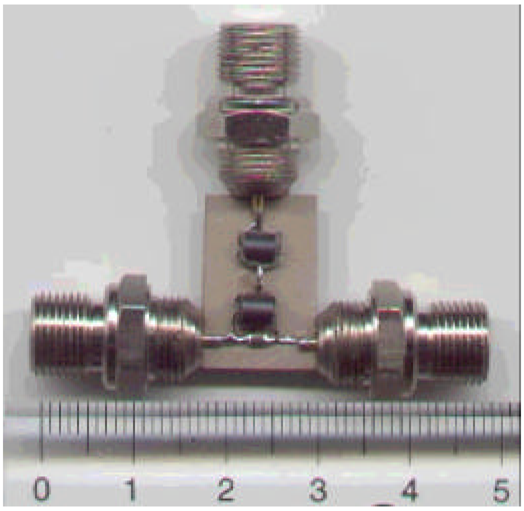


그림 4.9 제작한 입력단 보상 분배기

Fig. 4.9 The Fabricated power divider for input port compensation.

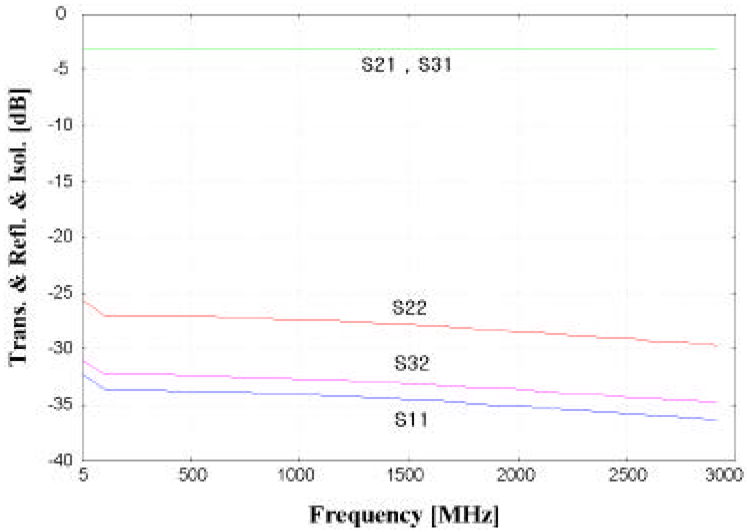


그림 4.10 **입력단 보상 분배기의 이론적 주파수특성**

Fig. 4.10 The calculated results for input port compensation.

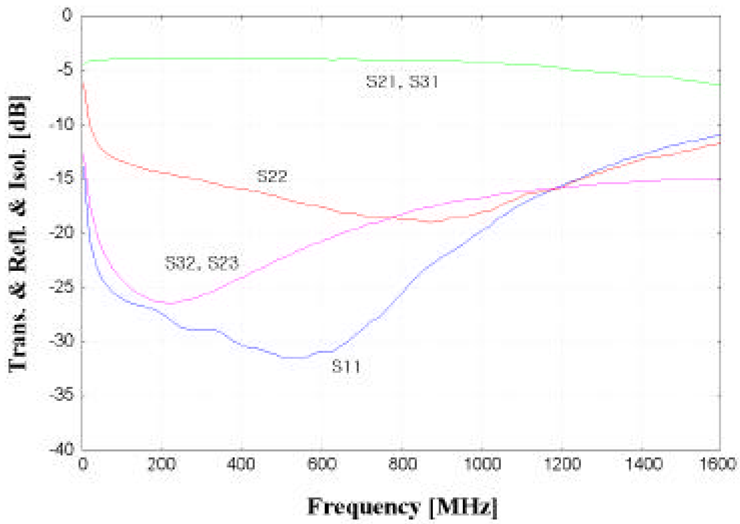


그림 4.11 **제작한 입력단 보상 분배기의 주파수특성**

Fig. 4.11 The measured results for the input port compensation.

제 5 장 결론

본 논문에서는 CATV 및 DBS 시스템용 분기기와 분배기에 관하여 설계 방법을 제시하고, 이를 even-mode, odd-mode법을 사용하여 해석하였다.

분기기의 해석에서는 결합선로형 방향성결합기의 이론을 도입하여 제안한 등가회로를 해석하였고, 분배기의 해석에서는 윌킨슨 전력분배기의 이론을 바탕으로 해석하였다.

분기기의 경우, 측정주파수가 광대역임에도 불구하고 even-mode, odd-mode 여진시의 입력임피던스가 스미스차트(Smith Chart)에서 정합이 잘 되었음을 알 수 있었다. 또한 $\Gamma^{e}_{1,in}$, $\Gamma^{o}_{1,in}$, $\Gamma^{e}_{2,in}$, $\Gamma^{o}_{2,in}$ 4개의 변수만으로 산란파라미터를 나타냄으로써 미조정이 가능하게 하였다. 그러나 S_{31}과 S_{22}가 뒤바뀌어 있는데, 이것은 전송선로부분이 교차하는 부분때문인 것으로 판단된다. 시뮬레이션 및 실제 제작에서의 산란파라미터는 5 2,500 MHz까지 우수한 주파수특성을 보임으로써 설계법 및 해석법의 타당성을 확인하였다.

분배기의 경우에는 윌킨슨 전력분배기를 집중정수회로화하는 설계 및 해석방법을 제시하였고, 주파수특성을 향상시키기 위하여 입력단에 보조 변성기를 부가한 경우를 검토하였다. 그 결과 원형의 분배기보다 입력단에 보조변성기를 부가한 경우의 주파수특성이 크게 개선됨을 확인하였다. 또한 반사계수만으로 산란파라미터를 나타낼 수 있었다. 하지만 신호분기기와는 달리 목표하던 주파수대역 5 2,500 MHz에는 미치지 못하였다. 이는 권선비의 증가에 따른 코일간의 선간용량을 고려하지 않은 이유때문이라고 판단된다. 그러나, 5 1,000 MHz에 걸쳐서 양호한 주파수특성을 얻음으로써 제안한 설계 및 해석법의 타당성을 확인하였다.

참 고 문 헌

[1] **이양원**, **박구만**, **홍기범** “**케이블** TV**의 현황과 발전 전망**”, **한국방송공학회지**, **제** 2 **권 제** 2 **호**, pp. 106-115, 1997. 6.

[2] **조병학**, “VOD **서비스를 위한** Interactive CATV**시스템**”, **한국방송공학회지**, **제** 2 **권 제** 2 **호**, pp. 149-157, 1997. 6.

[3] **이상근**, “**한국** CATV**기기 산업 및 국산화 현황**”, **한국방송공학회지**, **제** 2 **권 제** 2**호**, pp. 158-166, 1997. 6.

[4] David M. Pozar, Microwave Engineering, Addison-Wesley, pp 395-474. 1990.

[5] Dong Il Kim, et. al., "A study on the Fine Adjusting Method of Tap-off for CATV Transmitting Circuit Using Coupled Line Theory," **大韓電子工學會論文誌**, **第**31**卷** A**編**, **第**6**號**, Jun. 1994.

[6] 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.

[7] **주인권**, **김동일**, **高橋道請**, **石川朝夫**, **小峰仁**, “CATV**시스템용 광대역특성을 가지는 신호분기기의 설계 및 제작법에 관한 연구**”, **한국전자파학회논문집 제**9**권 제**3**호**, 1998. 6.

[8] Ernest J. Wilkinson, "An N-Way Hybrid Power Divider", IRE trans. on MTT, pp.116-118, Jan. 1960.

[9] C. L. Ruthroff. "Some Broad-Band Transformers", Proc. of IRE 47, No. 8, pp. 137-1342, Aug. 1959.

[10] A. Talkin and J. Cueno, "Wind-Band Balun Transformer", Rev. Sci. Inst., Vol. 28, pp. 808-815, Oct 1957.

[11] Y. Natio, "Formulation of Frequency Dispersion of Permeability,"

Trans. IECE, vol. 59-c, pp.297-304, May 1976.

[12] E. H. Fooks, R. A. Zakarevicius, Microwave Engineering Using Microstrip Circuits, Prentice Hall, 1990.

[13] Guillermo Gonzalez, Microwave Transistor Amplifiers, Prentice Hall, pp. 141-152, 1996.

[14] 김동일, 강효석, 권해옥, 류현욱, 高橋道晴, 小峰仁, "고주파 변성기형 방향성 결합기의 특성해석 및 신호분기기의 광대역화에 관한 연구", 한국항해학회지 제22권 제2호 pp.39-45, 1998. 6.

[15] 김동일, 강효석, 권해옥, 류현욱, "변성기형 방향성 결합기의 해석법 및 미조정법에 관한 연구", '98 추계 마이크로파 및 전파 학술대회 pp.77-80, 1998. 9. 26.

[16] 김동일, 황재현, 류현욱, 하도훈, 정세모, "CATV/DBS용 신호분기기의 새로운 해석법 및 광대역 설계", '99 통신학회 마이크로파 학술대회 논문집, 1999. 9. 18.

[17] 김동일, 류현욱, 황재현, 하도훈, 정세모, "CATV/DBS 시스템용 분배기의 광대역화에 관한 연구", 2000년 전자파기술 학술대회 논문집, pp.11 15, 2000. 7. 21.

[18] 김동일, 류현욱, 황재현, 하도훈, 정세모, "CATV/DBS 시스템용 차세대 분배기에 관한 연구", 2000 해양정보통신학회 추계 종합학술대회, Vol. 4 No. 2 pp.200 204, 2000. 10. 27.