

工學碩士學位論文

CATV용 신호분배기의  
해석 및 최적설계에 관한 연구

*A Study on Analysis and Optimum Design of  
Power Splitter for CATV*

指導教授 金東一

2007年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電波工學科

權海玉

本 論 文 을 權 海 玉 의 工 學 碩 士  
學 位 論 文 으 로 認 准 함

委 員 長 : 工 學 博 士 鄭 世 謨



委 員 : 工 學 博 士 姜 仁 鎬



委 員 : 工 學 博 士 金 東 一



2007 年 2 月

韓 國 海 洋 大 學 校 大 學 院

電 波 工 學 科

權 海 玉

# 목 차

Nomenclature .....	i
Abstract .....	ii
제 1 장 서 론	
1.1 연구배경 .....	1
1.2 연구의 목적 및 내용 .....	3
제 2 장 신호분배기의 설계 및 해석	
2.1 신호분배기의 규격 .....	5
2.2 Wilkinson 전력분배기의 이론 .....	8
2.2.1 Wilkinson 전력분배기의 해석 .....	8
2.2.2 변성기형 분배기의 최적설계 .....	12
2.2.3 원형의 변성기형 분배기의 해석.....	21
2.3 입력포트 보상형 Wilkinson 신호분배기.....	24
2.3.1 입력포트 보상형 변성기형 분배기의 최적설계.....	24
2.3.2 동상형 입력보상 분배기의 해석.....	27
2.3.3 역상형 입력보상 분배기의 해석.....	30
제 3 장 시뮬레이션 및 실험결과	
3.1 원형의 변성기형 신호분배기 .....	32
3.2 입력포트 보상 변성기형 신호분배기.....	38
제 4 장 결 론 .....	42

Reference .....	43
-----------------	----

Appendix

A1. CATV시스템의 구성 및 발전전망 .....	45
------------------------------	----

A2. 이동전화서비스에의 적용 및 실험결과.....	59
------------------------------	----

## Nomenclature

$f$	:	주파수(frequency)
$f_m$	:	완화 주파수(relaxation frequency)
$I_i$	:	전류(current)
$K$	:	초투자율(initial-permeability)
$k$	:	자기결합계수(magnetic coupling coefficient)
$L_0$	:	core의 투자율이 1일 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)
$V_i$	:	전압(voltage)
$Z_{0e}$	:	우모드 여진(even-mode excitation)시의 특성임피던스
$Z_{0o}$	:	기모드 여진(odd-mode excitation)시의 특성임피던스
$Z_0$	:	특성임피던스 (characteristic impedance)
$\epsilon$	:	유전율(permittivity)
$\epsilon_{eff}$	:	실효 유전율(effective relative permittivity)
$\mu$	:	투자율(permeability)
$\omega$	:	각주파수(angular frequency)

# *A Study on Analysis and Optimum Design of Power Splitter for CATV Systems*

Hae-ok Kwon

Dept. of RADIO Science & Engineering,  
Graduate School, Korea Maritime Univ.  
Supervisor : Prof. Dong Il Kim, Ph.D

## *Abstract*

The CATV(cable television) systems have a very important role in mass communications even in DBS(direct broadcasting satellite) systems. The power splitter and the tap-off which are dealing with the video signal in CATV and DBS System have a very significant parts as singal transmission equipments. Especially, the power splitter and the tap-off with high performance and broadband characteristic requirer high quality signal transmission.

Due to the extensive increase of CATV and DBS systems applications in recent years, the frequency band has been extended from 5MHz to 1350 MHz or 1750 MHz. The extension of frequency band from 5 MHz to 2,450 MHz will be required in the near

future, the main object of this thesis is to analyze and design optimally the power splitter as transmitting circuits for the CATV and DBS systems.

In this thesis, a new analysis and design method of the tap-off as the CATV transmission networks were proposed, by adopting the even-odd mode theory and by adding compensation circuits.

The transformer type power splitter is theoretically proven by even-/odd-mode analysis using Wilkinson power divider theory, and the proposed design method by adding compensation at the input port for reducing return losses at the input port. Therefore, the measured results of frequency characteristics for the fabricated circuits logically agree well with the theoretical ones, and hence, the validity of the proposed analysis and design method are confirmed. As a result, the transformer type at the power splitter for the input port compensation showed better performance than conventional ones in the frequency band from 5 MHz to 1,000 MHz.

# 제 1 장 서 론

## 1.1 연구배경

1948년 미국서 처음 난시청 지역을 해소하기 위하여 공동안테나를 세우고 동축케이블로 신호를 분배하는 Community Antenna Television으로 시작한 케이블TV 시스템은 시시각각으로 변하는 정보의 신속한 전달과 공유라는 측면에서 정보화시대라 불리는 현대사회의 요구에 따라 선진국에서 급진적으로 발전해 왔으며, 방송위성을 이용하는 DBS(Direct Broadcasting Satellite system)의 확대와 HDTV의 등장 등으로 각종 정보전송의 광대역화 및 고성능화는 반드시 해결되어야 할 중요한 과제중의 하나로 부각되고 있다. 또한, 케이블TV는 기존 방송의 특성인 영상문자정보의 대량전달이 가능하고 전기통신의 장점인 양자간 정보소통이 가능한 쌍방향 정보전송을 동시에 만족할 뿐만 아니라 최근에 인터넷을 통한 부가서비스가 첨가되어 정보화 사회를 추구하는 현대사회에 미치는 영향과 역할은 날이 갈수록 그 중요성이 더해가고 있다.

케이블TV는 문자 및 영상·음성·음향 등을 유선통신설비로 가입자에게 전송하는 다채널 방송이다. 최근 정보화시대의 요구에 따라 선진국을 중심으로 급진적으로 발전해 왔으며, 방송위성을 이용하는 DBS, 통신위성을 이용하는 CS(Communications Satellite), 고선명 TV(HDTV)의 등장 등으로 방송 이외의 화상전화, 인터넷서비스, VOD, 원격교육, 의료 서비스 등 다양한 부가서비스를 제공하며 정



보화사회 건설에 미치는 역할이 커져가고 있다.

특히 방송과 통신이 융합되는 가장 대표적인 경우가 케이블TV망을 이용하여 통신서비스를 이용하는 것이다. 이를 위해서는 케이블TV망을 통한 각종 정보전송의 광대역화 및 고품질화는 반드시 해결되어야 할 중요한 과제로 부각되고 있다.

CATV시스템은 주로 영상정보를 전송하는 분배망으로 그 기본구조는 정보의 공급원으로서 CATV시스템에 있어서 중추신경에 해당하는 구성요소인 Headend와 Headend에서 송출되는 신호를 각 가입자의 단말까지 분배하는 전송로 분배계 및 시스템이 수용하고 있는 기능에 따라 여러 가지의 단말장비들로 구성될 수 있는 영상정보 송수신용 단말장비와 데이터정보 송수신용 단말장비로 구성된 단말계로 구성되어 있다.

이러한 CATV시스템에는 복수 이상의 수상기와 단말장비에 분배계통에 의해서 신호를 분배하여야 하며 장비상호간에 영향을 주지 않게 신호를 분배하여야 한다.

신호분배기는 입력신호를 균등하게 분배할 때 사용되며 분배수에 따라 2분배기, 3분배기, 4분배기, 8분배기가 있다. 이중 3분배기는 분배출력 손실이 모두 같은 균등 3분배기와 2개의 분배 출력은 같고 1개의 분배 출력만 다른 차등 3분배기가 있다.

입력된 신호가 분배 출력될 때 생기는 손실을 분배손실이라고 하고 분배 출력과 다른 분배 출력간에 생기는 손실을 단자간 결합 손실이라 하며 분배손실은 작을수록 단자간 결합 손실은 클수록 좋은 분배기이다. 이러한 분배기는 케이블TV 또는 DBS시스템의 채널수를 증가시키고, 또한 화질이 좋은 화면 정보를 전송하기 위한 중요

한 핵심소자으로써 고품질의 신호전송 및 다채널 서비스 제공을 하기 위해 분배기의 주파수 특성이 양호해야 하나 지금까지 사용되어 오고 있는 신호분배기는 최적·광대역 설계법에 관한 이론적인 연구가 활발하게 진행되지 못하고 있다.

세계적으로 보면, 종래에는 5 MHz ~ 600 MHz의 주파수대역을 사용하였지만 DBS의 확대에 의하여 주파수대역이 1990년대 중반까지는 5 MHz ~ 1,350 MHz까지, 다채널 영상서비스의 확대 및 부가 정보통신기능의 확대에 따라 최근에는 사용 주파수대역폭이 유럽의 경우 케이블TV 5 MHz ~ 750 MHz, DBS 중간주파수대는 1,035 MHz ~ 2,150 MHz이고, 일본의 경우는 케이블TV 10 MHz ~ 750 MHz, DBS 중간주파수대는 950 MHz ~ 2,150 MHz까지 확장되었으며 향후 5 MHz ~ 2,450 MHz까지 주파수대역의 확장이 요구되고 있다.

## 1.2 연구의 목적 및 내용

본 논문에서는 변성기형 신호분배기의 우·기(even·odd)모드 여진법에 의한 해석법을 제안하여 광대역화를 검토한 후, 이를 이용한 케이블TV 및 DBS시스템용 신호분배기의 이론적 및 실험적인 최적 설계법을 제안, 주파수대역 5 MHz ~ 2,450 MHz로 광대역화 하여 현재 전국적으로 구축되고 있는 케이블TV 망을 정보통신을 위한 사회적 기반으로 활용할 수 있도록 하는 것을 연구목적으로 하였다.

따라서, 본 논문의 구성은 다음과 같다. 즉, 제 2 장에서는

Wilkinson 전력분배기의 이론을 바탕으로 변성기형 신호분배기를 해석하였으며, 입력포트에서의 반사량을 줄여 정합도를 높이는 문제를 해결하기 위해 입력단에 보조 변성기를 추가하는 설계방법을 제시하여 그 타당성을 입증하였다. 제 3 장에서는 제작시 필요한 최적 권선수를 이용하여 신호분배기의 시뮬레이션 및 제작을 통해 약 5 MHz에서 1,000 MHz 대역까지 광대역화한 실험결과를 제시하여 본 논문에 제안한 설계 및 해석법의 타당성을 입증하고, 제 4 장에서 결론을 맺는다.

## 제 2 장 신호분배기의 설계 및 해석

### 2.1 신호분배기의 규격

신호분배기(power splitter)는 두 개의 계(root)에 신호를 등분하는 기능을 하는 전송 소자이다. 그림 2.1의 기호를 설명하면 1에서 들어오는 신호는 2 및 3에 2등분되고, 1에서 2, 1에서 3에 전송되는 신호는 원리적으로 절반의 에너지가 되어 3 dB가 최저한의 손실이 된다. 그러나, 실제로는 저항 등의 손실을 합하여 3 dB를 약간 넘으며 2와 3 사이의 분배단자간 결합은 적을수록 좋다.

신호분배기는 통상 2분배기와 4분배기 등이 있고 이것들을 써서 1분배라든가 3분배하는 경우 사용치 않는 단자는 의사저항으로 종단시킨다.

분배기의 분배손실은 위에서 설명한 바와 같이 이론상으로는 2분배일 때 2 dB, 4분배일 때 6 dB이나 규격으로는 실제의 경우 부가손실을 생각하여 표 2.1에 나타난 바와 같이 약 4 dB, 약 7~8 dB로 되어 있다.

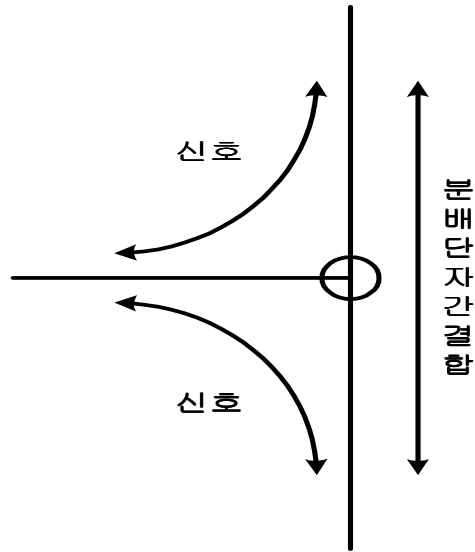


그림 2.1 분배기의 기호와 신호의 흐름

Fig 2.1 The relation of symbol and combination of power splitter.

표 2.1 신호분배기의 규격

Table 2.1 The standard of power splitter.

	반사계수	삽입손실	단자간결합손실
2 분배기	-20 dB 이하	4.2 dB 이상	25 dB 이상
3 분배기	-20 dB 이하	5.5 dB 이상	25 dB 이상
4 분배기	-20 dB 이하	8.0 dB 이상	25 dB 이상

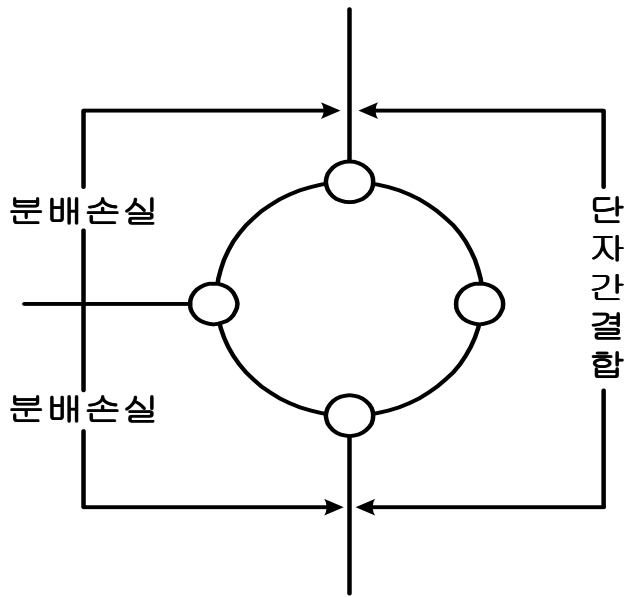


그림 2.2 분배기의 손실 형태

Fig 2.2 The loss type of power splitter.

분배의 입력, 출력 및 분기출력 사이의 관계를 그림으로 표현하면 그림 2.2와 같다. 분배손실은 입력단자에 신호를 가했을 때 그 입력 레벨과 분배단자에 나오는 출력 레벨과의 비를 의미하며, 단자간결합손실은 분배단자가 2개 이상 있는 것으로서 그 중 하나의 단자에 신호를 가했을 때, 그 입력레벨과 다른 하나의 단자에서 나오는 출력레벨과의 비를 의미한다.

## 2.2 Wilkinson 전력분배기의 이론

### 2.2.1 Wilkinson 전력분배기의 해석

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 3 포트 분배기의 경우 출력 포트들간에 격리도를 가지며 모든 포트에서 임피던스 정합이 가능한 분배기를 만들 수 있다. 윌킨슨(Wilkinson) 전력 분배기[9],[10]는 이러한 종류의 회로이다. 윌킨슨 전력 분배기는 출력 포트가 정합되면 무손실의 특성을 갖는다. 즉, 반사 전력이 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 2.3은 윌킨슨 전력 분배기를 나타낸 것이다. 해석의 간략화를 위해 모든 임피던스를 특성 임피던스  $Z_0$ 에 대하여 정규화시키며, 그림 2.3의 회로를 그림 2.4에서와 같이 출력 포트에 전압 소스를 갖

는 회로로 대치시킨다. 이 회로는 중앙을 중심으로 대칭이 되도록 그려졌으며, 정규화값이 2인 소스의 2개의 저항은 정합된 소스의 임피던스 값인 정규화 저항값이 1이 되도록 병렬로 구성된다[11].

$\lambda/4$  전송선로의 특성 임피던스는  $Z$ 이고, 병렬저항의 정규화된 값은  $r$ 이다. 균등 전력 분배기(3 dB)가 되기 위해서 그림 2.3에서처럼  $Z=\sqrt{2}$ ,  $r=2$  가 되어야 한다.

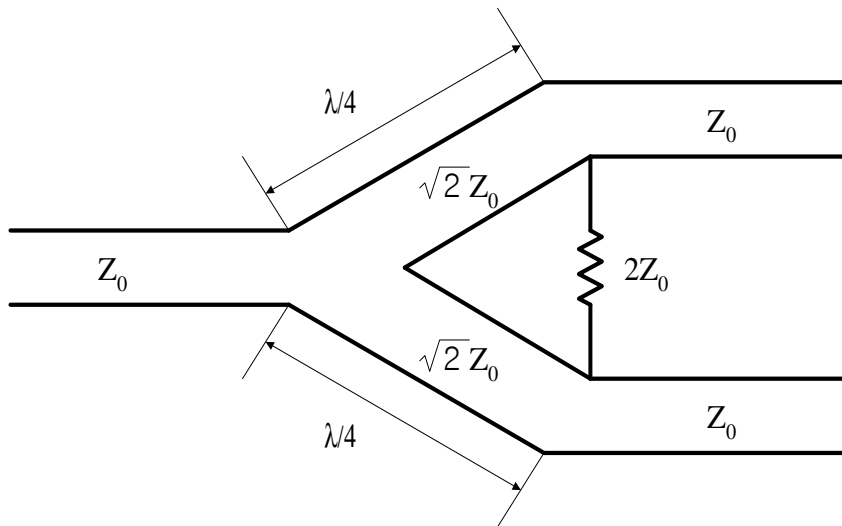


그림 2.3 윌킨슨 전력 분배기

Fig 2.3 Wilkinson power divider.



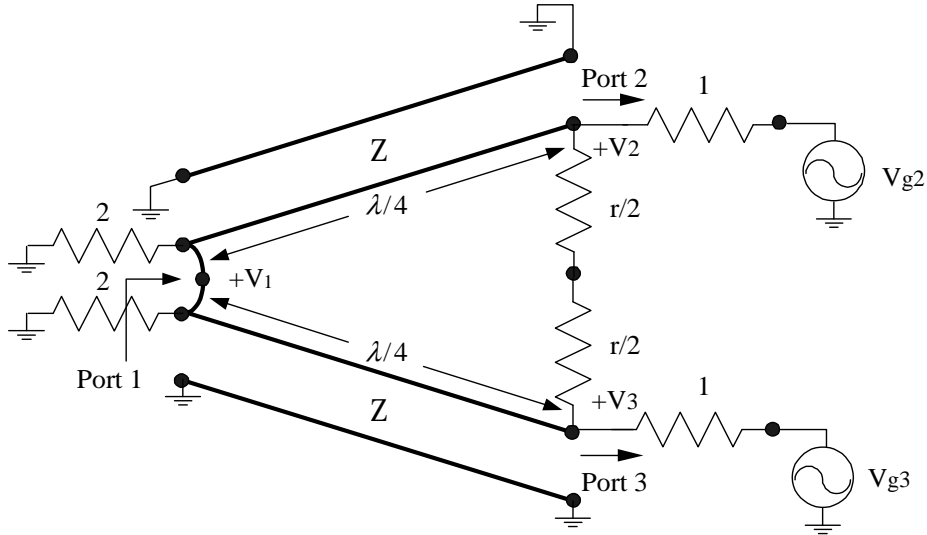
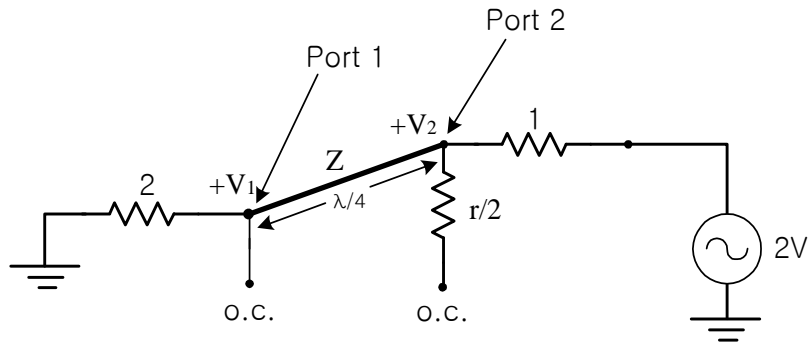


그림 2.4 정규화되고 대칭성을 갖는 윌킨슨 전력분배기

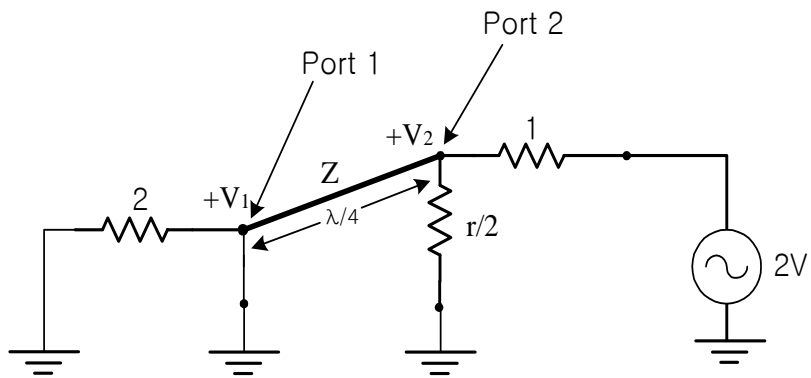
Fig. 2.4 The Wilkinson power divider circuit in normalized and symmetric form.

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 2.4의 회로는 개방회로로 그림 2.5(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 2.4의 회로는 그림 2.5(b)와 같이 표현된다[8].



(a) Even-mode excitation.



(b) Odd-mode excitation

그림 2.5 그림 2.4에 대한 이분회로

Fig. 2.5 Bisection of the circuit of Fig. 2.4.

## 2.2.2 변성기형 분배기의 최적설계

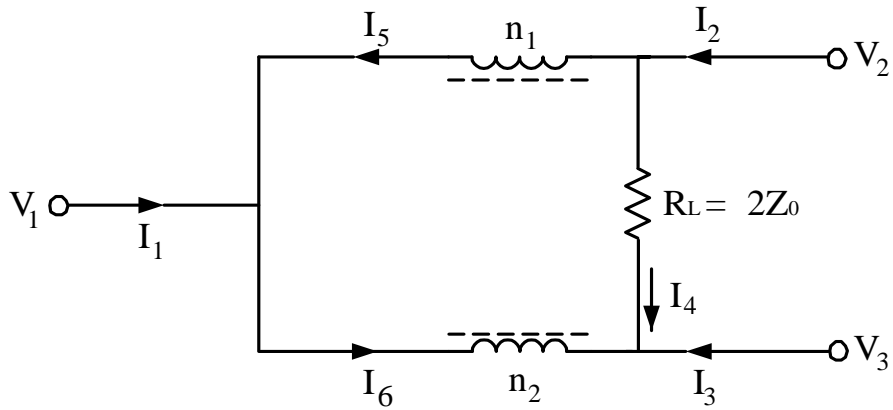


그림 2.6 원형의 변성기형 신호분배기

Fig. 2.6 Transformer type power splitter of the proto-type.

윌킨슨에 의해 제안된 분포정수형 신호분배기를 전송소자에 널리 사용되는 ferrite core를 사용한 집중정수형으로 회로화하는 설계법을 고찰하였다[12],[13].

그림 2.6에 보인 신호분배회로는 가장 기본적인 2-way 신호분배기라 할 수 있으나 이것은 이상적인 설계법 보다는 경험 또는 실험적으로 설계되고 있어서 주파수 특성은 양호하지 못한 편이다. 따라서, 위 회로의 이론적인 설계를 행하여 보기로 한다.

그림 2.3은 변성기를 사용하여 그림 2.6과 같이 대체할 수 있다. 회로의 변성기는 5 MHz ~ 500 MHz의 주파수에서 이상변성기 (ideal transformer)로 근사할 수 있으므로 그림 2.6의 분배 회로에서 회로를 구성하는 관계식은 아래와 같다.

$$\frac{V_1 - V_2}{n_1} = \frac{V_1 - V_3}{n_2} \Rightarrow V_1 - V_2 = r(V_1 - V_3) \quad (2.1a)$$

$$n_1 I_5 = n_2 I_6 \Rightarrow I_6 = r I_5 \quad (2.1b)$$

$$I_1 = -I_5 + I_6 \quad (2.1c)$$

$$I_4 = -I_6 - I_3 \quad (2.1d)$$

$$I_4 = I_2 - I_5 \quad (2.1e)$$

$$I_4 = \frac{V_2 - V_3}{R_L} \quad (2.1f)$$

$$I_1 = -I_3 - I_2 \quad (2.1g)$$

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

(1) 투과계수  $T_{21}$  및  $T_{31}$  의 계산

Port 2와 3을 종단  $R(= Z_0)$ 로 종단하면,

$$V_2 = -RI_2 \quad (2.2)$$

$$V_3 = -RI_3$$

식 (2.1a)에 식 (2.2)를 대입하면,

$$V_1 = \frac{R}{(1-r)}(rI_3 - I_2) \quad (2.3)$$

또한, 식 (2.1)~(2.2)을 이용하여  $I_2$ ,  $I_3$ 를 구하면

$$I_2 = \frac{(r-1)R - R_L}{-2(r-1)R - (r-1)R_L} I_1 \quad (2.4)$$

$$I_3 = \frac{(r-1)R + rR_L}{-2(r-1)R - (r-1)R_L} I_1 \quad (2.5)$$

식 (2.4), (2.5)을 식 (2.3)에 대입하면,

$$V_1 = \frac{(r-1)^2 R + (r^2 + 1)R_L}{2(r-1)^2 R + (r-1)^2 R_L} RI_1 \quad (2.6)$$

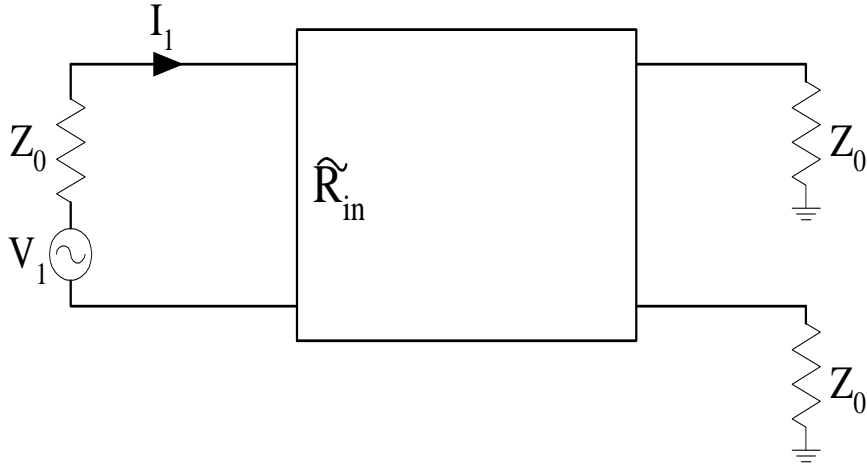


그림 2.7 특성임피던스로 종단된 회로도

Fig 2.7 The terminated circuit by characteristic impedance.

그림 2.7에서 입력 임피던스를 구하면,

$$\tilde{R}_{in} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{(r-1)^2 R + (\gamma^2 + 1) R_L}{2(r-1)^2 R + (r-1)^2 R_L} R \quad (2.7)$$

그러므로 산란 행렬을 구하면,

$$S_{11} = \frac{\tilde{R}_{in} - 1}{\tilde{R}_{in} + 1} = \frac{-R(r-1)^2 + 2rR_L}{3R(r-1)^2 + 2R_L(\gamma^2 - r + 1)} \quad (2.8)$$

이 되며,

$$|T_{21}|^2 = \frac{R I_2^2}{E^2 / 4R} = \frac{4I_2^2}{(\tilde{R}_{in} + 1)^2 I_1^2}$$

이므로  $S_{21}$ 은 식 (2.9)와 같이 된다.

$$S_{21} = T_{21} = \pm \frac{2[R(r-1)^2 - R_L(r-1)]}{3R(r-1)^2 + 2R_L(r^2 - r + 1)} \quad (2.9)$$

마찬가지 방법으로  $|T_{31}|^2$  을 구하면,

$$\begin{aligned} |T_{31}|^2 &= \frac{RI_3^2}{E^2/4R} = \frac{4I_3^2}{(\tilde{R}_{in} + 1)^2 I_1^2} \\ &= 4 \frac{[R(r-1)^2 + rR_L(r-1)]^2}{[3R(r-1)^2 + 2R_L(r^2 - r + 1)]^2} \end{aligned}$$

이므로  $S_{31}$  은 식 (2.10)과 같이 된다.

$$S_{31} = T_{31} = \pm \frac{2[R(r-1)^2 + r(r-1)R_L]}{3R(r-1)^2 + 2R_L(r^2 - r + 1)} \quad (2.10)$$

(2) 산란파라미터  $S_{22}$ ,  $S_{12}$  및  $S_{32}$  의 계산

Port 1 과 3을  $R(=Z_0)$ 로 종단하면,

$$V_1 = -RI_1 \quad (2.11)$$

$$V_3 = -RI_3$$

식 (2.1a)에 식 (2.11)을 대입하면

$$V_2 = (r-1)RI_1 - rRI_3 \quad (2.12)$$

위와 같은 방법으로  $I_1$  과  $I_3$  를 구하면,

$$I_1 = -\frac{R(r-1)^2 - R_L(r-1)}{2R(r-1)^2 + R_L} I_2 \quad (2.13)$$

$$I_3 = -\frac{R(r-1)^2 + rR_L}{2R(r-1)^2 + R_L} I_2 \quad (2.14)$$

식 (2.13), (2.14)을 식 (2.12)에 대입하면,

$$V_2 = \frac{R(r-1)^2 + R_L(2r^2 - 2r + 1)}{2R(r-1)^2 + R_L} RI_2 \quad (2.15)$$

$$\begin{aligned} \tilde{R}_{in} &= \frac{R_{in}}{R} = \frac{R_L}{R} = \frac{V_2/I_2}{R} = \frac{V_2}{RI_2} \\ &= \frac{R(r-1)^2 + R_L(2r^2 - 2r + 1)}{2R(r-1)^2 + R_L} \end{aligned} \quad (2.16)$$

따라서,

$$S_{22} = \frac{\tilde{R}_{in} - 1}{\tilde{R}_{in} + 1} = \frac{-R(r-1)^2 + 2rR_L(r-1)}{3R(r-1)^2 + 2R_L(r^2 - r + 1)} \quad (2.17)$$

이 되고,

$$\begin{aligned} |T_{12}|^2 &= \frac{4I_1^2}{(\tilde{R}_{in} + 1)^2 I_2^2} \\ &= 4 \frac{[R(r-1)^2 - R_L(r-1)]^2}{[3R(r-1)^2 + 2R_L(r^2 - r + 1)]^2} \end{aligned}$$

이므로  $S_{12}$ 는 식 (2.18)과 같이 된다.



$$S_{12} = T_{12} = \pm \frac{2[R(r-1)^2 - R_L(r-1)]}{3R(r-1)^2 + 2R_L(r^2 - r + 1)} \quad (2.18)$$

마찬가지로,

$$\begin{aligned} |T_{32}|^2 &= \frac{4I_3^2}{(\tilde{R}_{in} + 1)^2 I_2^2} \\ &= 4 \frac{[R(r-1)^2 + rR_L]^2}{[3R(r-1)^2 + 2R_L(r^2 - r + 1)]^2} \end{aligned}$$

이므로  $S_{32}$ 는 식 (2.19)와 같이 된다.

$$S_{32} = T_{32} = \pm \frac{2[R(r-1)^2 + rR_L]}{3R(r-1)^2 + 2R_L(r^2 - r + 1)} \quad (2.19)$$

(3) 산란파라미터  $S_{33}$ ,  $S_{23}$  및  $S_{13}$ 의 계산

Port 1과 2를  $R(=Z_0)$ 로 종단하면,

$$\begin{aligned} V_1 &= -RI_1 \\ V_2 &= -RI_2 \end{aligned} \quad (2.20)$$

식 (2.1a)에 식 (2.20)을 대입하면,

$$V_3 = -\frac{R}{r}I_2 - \frac{1}{r}(r-1)RI_1 \quad (2.21)$$

같은 방법으로  $I_1$ 과  $I_2$ 를  $I_3$ 에 대한 관계식으로 구하면,

$$I_1 = -\frac{(\nu-1)^2 R + \nu(\nu-1)R_L}{2(\nu-1)^2 R + \nu^2 R_L} I_3 \quad (2.22)$$

$$I_2 = -\frac{(\nu-1)^2 R + \nu R_L}{2R(\nu-1)^2 + \nu^2 R_L} I_3 \quad (2.23)$$

식 (2.22), (2.23)을 식 (2.21)에 대입하면,

$$V_3 = \frac{(\nu-1)^2 R + (\nu^2 - 2\nu + 2)R_L}{2R(\nu-1)^2 + \nu^2 R_L} RI_3 \quad (2.24)$$

그러므로,

$$\tilde{R}_{in} = \frac{V_3}{RI_3} = \frac{(\nu-1)^2 R + (\nu^2 - 2\nu + 2)R_L}{2R(\nu-1)^2 + \nu^2 R_L} \quad (2.25)$$

$$S_{33} = \frac{\tilde{R}_{in} - 1}{\tilde{R}_{in} + 1} = -\frac{(\nu-1)^2 R + 2R_L(\nu-1)}{3R(\nu-1)^2 + 2R_L(\nu^2 - \nu + 1)} \quad (2.26)$$

$$S_{23} = \pm \frac{2[(\nu-1)^2 R + \nu R_L]}{3R(\nu-1)^2 + 2R_L(\nu^2 - \nu + 1)} \quad (2.27)$$

$$S_{13} = \pm \frac{2[(\nu-1)^2 R + \nu(\nu-1)R_L]}{3R(\nu-1)^2 + 2R_L(\nu^2 - \nu + 1)} \quad (2.28)$$

이상의 식 (2.8)~(2.10), (2.17)~(2.19), (2.26)~(2.28)을 정리하면 다음과 같다.

$$S_{11} = \frac{-Z_0(\nu-1)^2 + 2\nu Z_L}{3Z_0(\nu-1)^2 + 2Z_L(\nu^2 - \nu + 1)} \quad (2.29)$$

$$S_{22} = \frac{-Z_0(r-1)^2 + 2rZ_L(r-1)}{3Z_0(r-1)^2 + 2Z_L(r^2 - r + 1)} \quad (2.30)$$

$$S_{33} = \frac{-Z_0(r-1)^2 - 2Z_L(r-1)}{3Z_0(r-1)^2 + 2Z_L(r^2 - r + 1)} \quad (2.31)$$

$$S_{12} = S_{21} = \pm \frac{2[Z_0(r-1)^2 - Z_L(r-1)]}{3Z_0(r-1)^2 + 2Z_L(r^2 - r + 1)} \quad (2.32)$$

$$S_{13} = S_{31} = \pm \frac{2[Z_0(r-1)^2 + r(r-1)Z_L]}{3Z_0(r-1)^2 + 2Z_L(r^2 - r + 1)} \quad (2.33)$$

$$S_{23} = S_{32} = \pm \frac{2[(r-1)^2 Z_0 + rZ_L]}{3Z_0(r-1)^2 + 2Z_L(r^2 - r + 1)} \quad (2.34)$$

식 (2.29)~(2.34)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 표 2.2와 같이 분배  
 기로 동작함을 알 수 있다.

표 2.2 원형의 윌킨슨 파워디바이더의 이상적 산란파라미터

Table 2.2 Ideal S-parameter of Wilkinson power divider.

$S_{11}$	$1/3$	- 9.54 dB
$S_{12}, S_{13}$	$2/3$	- 3.52 dB
$S_{22}, S_{33}, S_{23}$	$1/6$	- 15.56 dB

### 2.2.3 원형의 변성기형 분배기의 해석

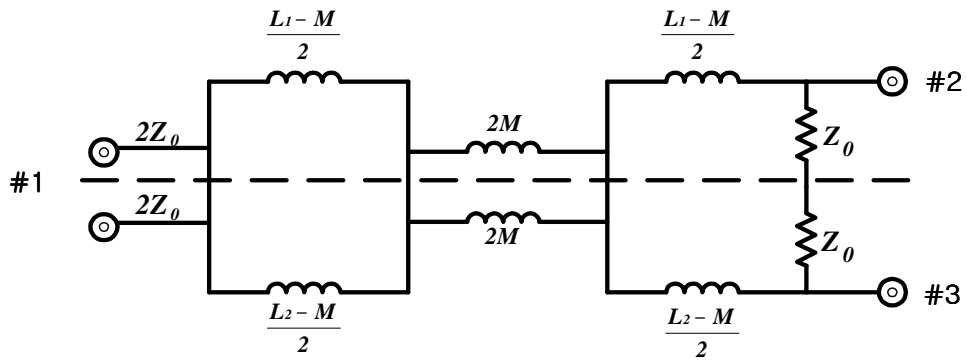


그림 2.8 그림 2.6의 등가회로

Fig. 2.8 Equivalent circuit of Fig. 2.6

(1) Even-mode 여진

그림 2.8은 그림 2.6의 등가회로이며, 그림 2.9는 even-mode 여진시의 등가회로를 나타낸다. 그림 2.9를 이용하여 포트 1에서의 입력 임피던스 및 반사계수는 각각 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$Z_{1,in}^e = Z_0 + j\omega \left( \frac{L_1 - M}{2} \right) + j\omega 2M + j\omega \left( \frac{L_1 - M}{2} \right) \quad (2.35)$$

$$\Gamma_1^e = \frac{Z_{1,in}^e - 2Z_0}{Z_{1,in}^e + 2Z_0} \quad (2.36)$$

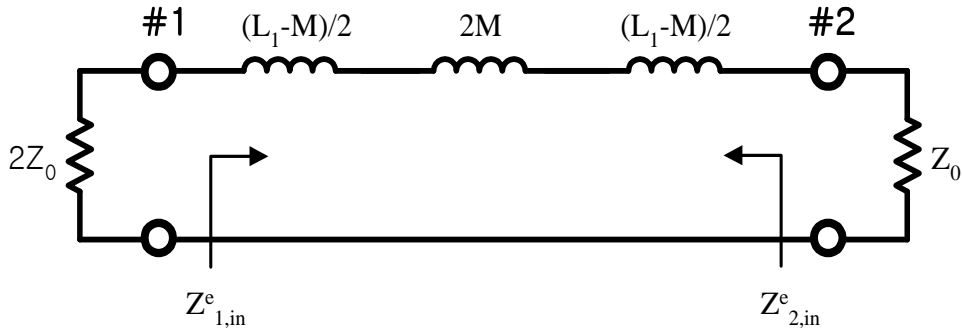


그림 2.9 우모드 여진시의 등가회로

Fig. 2.9 Equivalent circuit for even-mode excitation.

포트 2에서의 입력 임피던스 및 반사계수는 각각 다음과 같다.

$$Z_{2,in}^e = 2Z_0 + j\omega \left( \frac{L_1 - M}{2} \right) + j\omega 2M + j\omega \left( \frac{L_1 - M}{2} \right) \quad (2.37)$$

$$\Gamma_2^e = \frac{Z_{2,in}^e - Z_0}{Z_{2,in}^e + Z_0} \quad (2.38)$$

(2) Odd-mode 여진

그림 2.10은 Odd-mode 여진시의 등가회로를 나타내며 포트 2에서의 입력 임피던스 및 반사계수는 각각 식 (2.39), (2.40)과 같다.

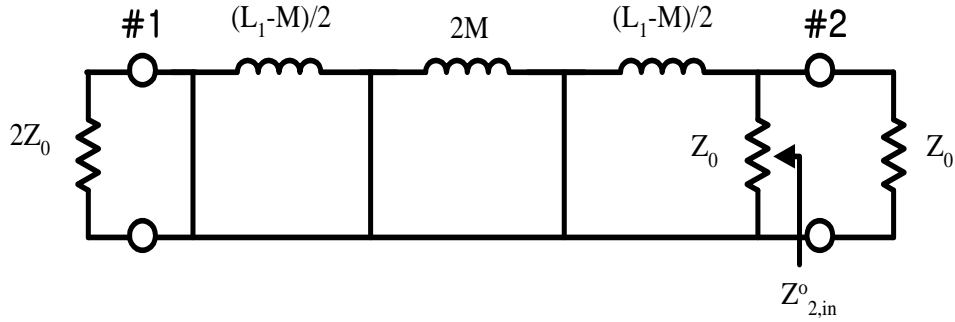


그림 2.10 기모드 여진시의 등가회로

Fig. 2.10 Equivalent circuit for odd-mode excitation.

$$Z_{2,in}^o = \frac{j\omega[(L_1 - M)/2] - Z_0}{j\omega[(L_1 - M)/2] + Z_0} \quad (2.39)$$

$$\Gamma_2^o = \frac{Z_{2,in}^e - Z_0}{Z_{2,in}^e + Z_0} \quad (2.40)$$

위의 반사계수를 이용해 산란파라미터를 구하면 다음과 같다.

$$S_{11} = \Gamma_1^e \quad (2.41)$$

$$S_{22} = \frac{\Gamma_2^e + \Gamma_2^o}{2} \quad (2.42)$$

$$S_{32} = \frac{\Gamma_2^e - \Gamma_2^o}{2} \quad (2.43)$$

$$S_{12} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - (\Gamma_1^e)^2} \quad (2.44)$$

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.

## 2.3 입력포트 보상형 Wilkinson 신호분배기

### 2.3.1 입력포트 보상형 변성기형 분배기의 최적설계

그림 2.6에 나타난 원형의 변성기형 분배기의 특성을 검토한 결과 정합도 및 아이솔레이션에 문제가 있음을 알았다. 이를 보완하기 위하여 그림 2.11과 같이 입력단에 보상회로를 부가한 경우를 검토하였다.

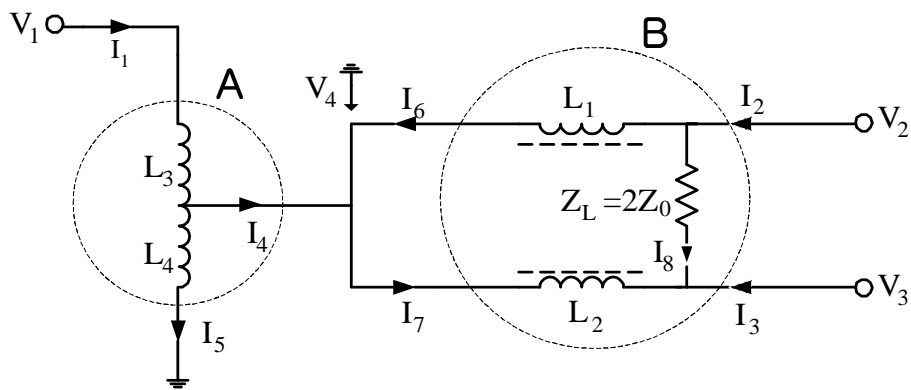


그림 2.11 입력단 보상 변성기형 분배기

Fig. 2.11 Compensated transformer type power splitter for input port.

회로를 구성하는 변성기가 이상적인 변성기라고 가정하고 식 (2.34)에서와 같은 방법으로 산란행렬의 각 요소를 구하면 식 (2.45)와 같다.

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{(r_1-1)^2(r_2^2-2r_2-1)Z_0}{D} \\ &+ \frac{(r_1^2+1)(r_2-1)^2Z_L-(r_1-1)^2Z_L}{D} \end{aligned} \quad (2.45a)$$

$$\begin{aligned} S_{22} &= \frac{-(r_1-1)^2(r_2^2-2r_2+1)Z_0}{D} \\ &+ \frac{(1-r_1^2)Z_L+(r_1^2-1)(r_2-1)^2Z_L}{D} \end{aligned} \quad (2.45b)$$

$$\begin{aligned} S_{33} &= \frac{-(r_1-1)^2(r_2^2-2r_2+1)Z_0}{D} \\ &+ \frac{(r_1-1)^2Z_L-(r_1^2-1)(r_2-1)^2Z_L}{D} \end{aligned} \quad (2.45c)$$

$$S_{12} = S_{21} = \pm \frac{[2(r_2-1)(r_1-1)^2Z_0 - (r_1-1)(r_2-1)Z_L]}{D} \quad (2.45d)$$

$$S_{13} = S_{31} = \pm \frac{2[(r_2-1)(r_1-1)^2Z_0 + r_1(r_1-1)(r_2-1)Z_L]}{D} \quad (2.45e)$$

$$S_{23} = S_{32} = \pm \frac{2[(r_1-1)^2Z_0 + r_1(r_2-1)^2Z_L]}{D} \quad (2.45f)$$

단,  $r_1 = n_1/n_2$ ,  $r_2 = n_3/n_4$



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

이며,  $Z_0$ 는 특성 임피던스(75  $\Omega$ )이다.

식 (2.45)에서 완전 아이슬레이션 조건은  $S_{23} = 0$  이므로 규격화된 최적저항치  $\tilde{Z}_L$ 은

$$\tilde{Z}_L = -\frac{(r_1 - 1)^2}{r_1(r_2 - 1)^2} \quad (2.46)$$

$$\text{단, } \tilde{Z}_L = Z_L / Z_0$$

이 되며, 식 (2.46)을 완전정합의 조건인  $S_{11} = S_{22} = S_{33} = 0$  에 대입한 결과  $r_1$  및  $r_2$ 의 최적값은 식 (2.47)로 정해진다.

$$r_1 = -1, \quad r_2 = 1 \pm \sqrt{2} \quad (2.47)$$

이들 값을 식 (2.46)에 대입하면  $Z_L$ 의 최적치는 150  $\Omega$ 이 된다.

표 2.3 보상된 윌킨슨 파워디바이더의 이상적 산란파라미터

Table 2.3 Ideal S-parameters of the compensated Wilkinson power divider.

$S_{11}, S_{22}, S_{33}$	0	
$S_{12}, S_{13}$	$1/\sqrt{2}$	- 3 dB
$S_{23}$	0	

### 2.3.2 동상형 입력보상 분배기의 해석

그림 2.12는 그림 2.11에 나타낸 입력보상 변성기형 분배기의 등가 회로이다.

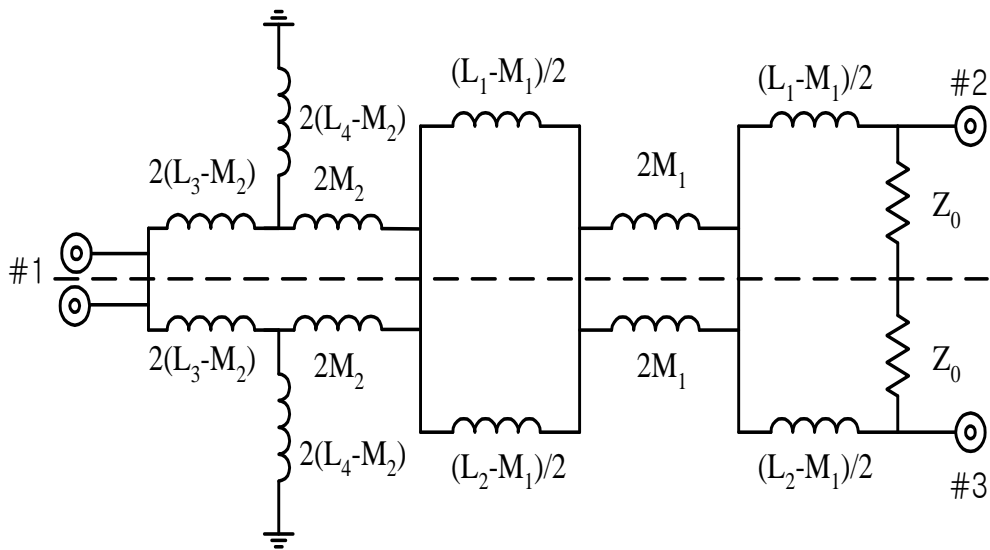


그림 2.12 그림 3.11의 등가회로

Fig. 2.12 Equivalent circuit of Fig. 2.11.

#### (1) Even-mode 여진

그림 2.13은 그림 2.12에 나타낸 회로의 even-mode 여진시의 등가 회로를 나타내며 포트 1에서의 입력 임피던스 및 반사계수는 각각 식 (2.48), (2.49)로 표현된다.

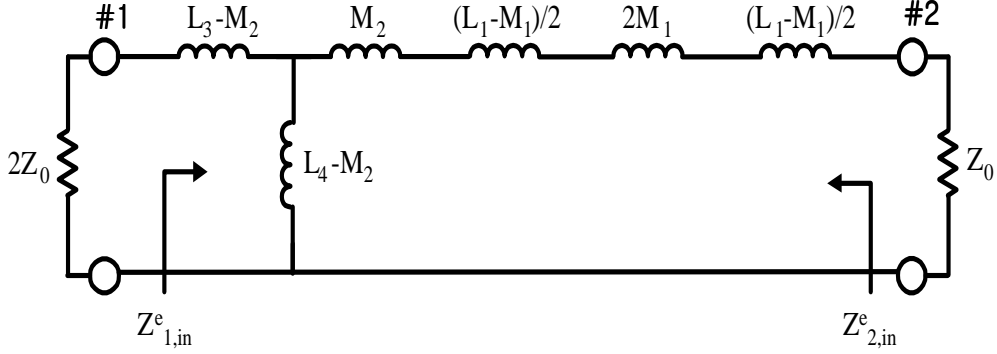


그림 2.13 우모드 여진시의 등가회로

Fig. 2.13 Equivalent circuit for even-mode excitation.

$$Z_{1,in}^e = j\omega(L_3 - M_2) + \left[ j\omega\left(\frac{L_1 - M_1}{2}\right) + 2j\omega M_1 + j\omega\left(\frac{L_1 - M_1}{2}\right) + j\omega M_2 + Z_0 \right] // j\omega(L_4 - M_2) \quad (2.48)$$

$$\Gamma_1^e = \frac{Z_{1,in}^e - 2Z_0}{Z_{1,in}^e + 2Z_0} \quad (2.49)$$

포트 2에서의 입력 임피던스 및 반사계수는 각각 다음과 같다.

$$Z_{2,in}^e = j\omega M_2 + j\omega\left(\frac{L_1 - M_1}{2}\right) + 2j\omega M_1 + j\omega\left(\frac{L_1 - M_1}{2}\right) + [j\omega(L_3 - M_2) + 2Z_0] // j\omega(L_4 - M_2) \quad (2.50)$$

$$\Gamma_2^e = \frac{Z_{2,in}^e - Z_0}{Z_{2,in}^e + Z_0} \quad (2.51)$$

(2) Odd-mode 여진

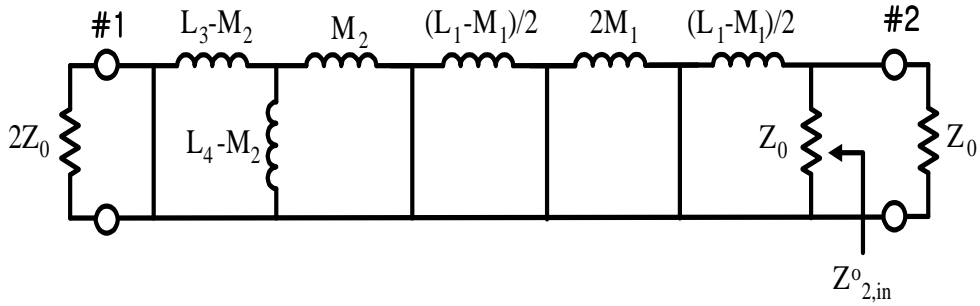


그림 2.14 기모드 여진시의 등가회로

Fig. 2.14 Equivalent circuit for odd-mode excitation.

그림 2.14는 odd-mode 여진시의 등가회로를 나타내며 포트 2에서의 입력 임피던스, 반사계수는 각각 다음과 같다

$$Z_{2,in}^o = j\omega \left( \frac{L_1 - M_1}{2} \right) // Z_0 \quad (2.52)$$

$$\Gamma_2^o = \frac{Z_{2,in}^o - Z_0}{Z_{2,in}^o + Z_0} \quad (2.53)$$

위의 반사계수를 이용해 산란파라미터를 구하면 다음과 같다.

$$S_{11} = \Gamma_1^e \quad (2.54a)$$

$$S_{22} = \frac{\Gamma_2^e + \Gamma_2^o}{2} \quad (2.54b)$$

$$S_{32} = \frac{\Gamma_2^e - \Gamma_2^o}{2} \quad (2.54c)$$

$$S_{12} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - (\Gamma_1^e)^2} \quad (2.54d)$$

### 2.3.3 역상형 입력보상 분배기의 해석

그림 2.15는 역상형 입력보상 분배기이다.

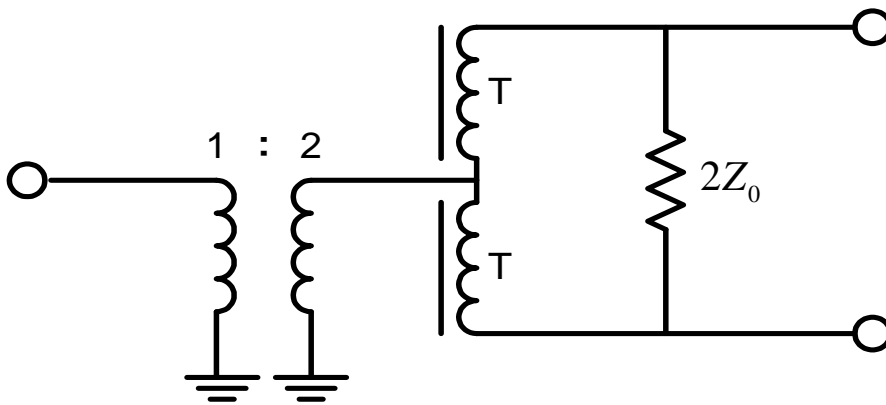


그림 2.15 역상형 입력보상 분배기의 회로도

Fig. 2.15 Schematic diagram of the compensated power divider by out of phase type.

동상형 입력보상 분배기와 마찬가지로 반사계수를 이용하여 산란파라미터를 구하면 식 (2.55)와 같다.

$$S_{22} = \frac{\Gamma_2^e + \Gamma_2^o}{2} \quad (2.55a)$$

$$\mathcal{S}_{32} = \frac{\Gamma_2^e - \Gamma_2^o}{2} \quad (2.55b)$$

$$\mathcal{S}_{12} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - (\Gamma_1^e)^2} \quad (2.55c)$$

$$\mathcal{S}_{11} = \Gamma_1^e \quad (2.55d)$$

## 제 3 장 시뮬레이션 및 실험

### 3.1 원형의 변성기형 신호분배기

본 논문에 사용된 시뮬레이션은 그림 2.6의 회로를 구성하는 변성기를 이상변성기로 가정하고, 권선수는  $n_1=0.9$ ,  $n_2=4.9$  이며, 코일의 자기인덕턴스, 상호인덕턴스는 다음 수식을 사용하였다.

$$\begin{aligned} L_1 &= \mu L_0 n_1^2 \\ L_2 &= \mu L_0 n_2^2 \\ M &= k\sqrt{L_1 L_2} \end{aligned} \quad (3.1)$$

단,  $k$ 는 자기결합계수,  $L_0$ 는 공심코어(air coil)일 때의 인덕턴스이다. 또한 투자율은  $\mu$ 는 식 (3.2)와 같이 주파수분산식[3]을 사용하였다.

$$\mu = 1 + \frac{K}{1 + j\frac{f}{f_m}} \quad (3.2)$$

단,  $K$ 는 초투자율,  $f_m$ 은 완화주파수,  $f$ 는 사용주파수이다. 또한 최적의 계산치를 얻기 위하여  $K$ 는 1,000,  $f_m$ 은 3 MHz를 사용하였다. 제작에 있어서 T-314 OP 3.5-3-1H 페라이트 코어와 0.14 m $\Phi$  코일을 사용하였다.

그림 3.1~3.9은 최적의 권선수를 찾기 위하여 권선수를 각각 달리 하여 이론치 및 실측치를 나타낸 결과이다. 권선수  $n$ 이 증가할수록  $S_{23}$ 의 특성이 향상됨을 확인하였고, 또한 최적의 권선비는  $n=4.9$ 가 됨을 확인하였다.

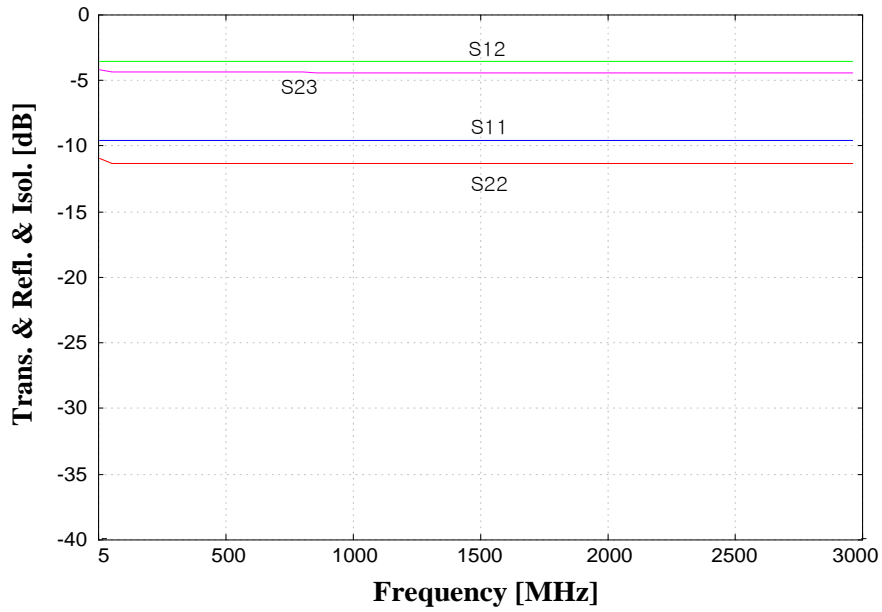


그림 3.1 n=1일 경우의 이론치

Fig. 3.1 The calculated results on condition that n=1.

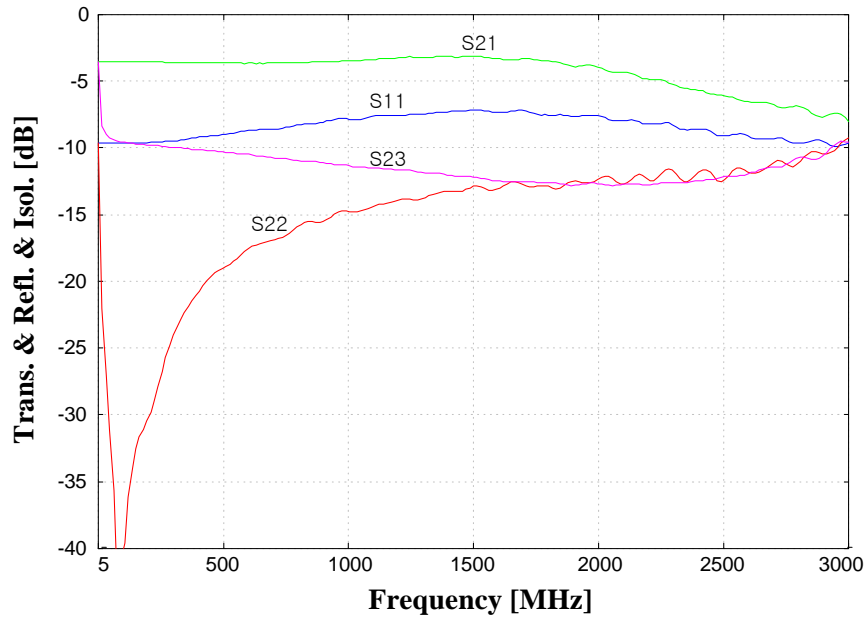


그림 3.2 n=1일 경우의 실측치

Fig. 3.2 The measured results on condition that n=1.



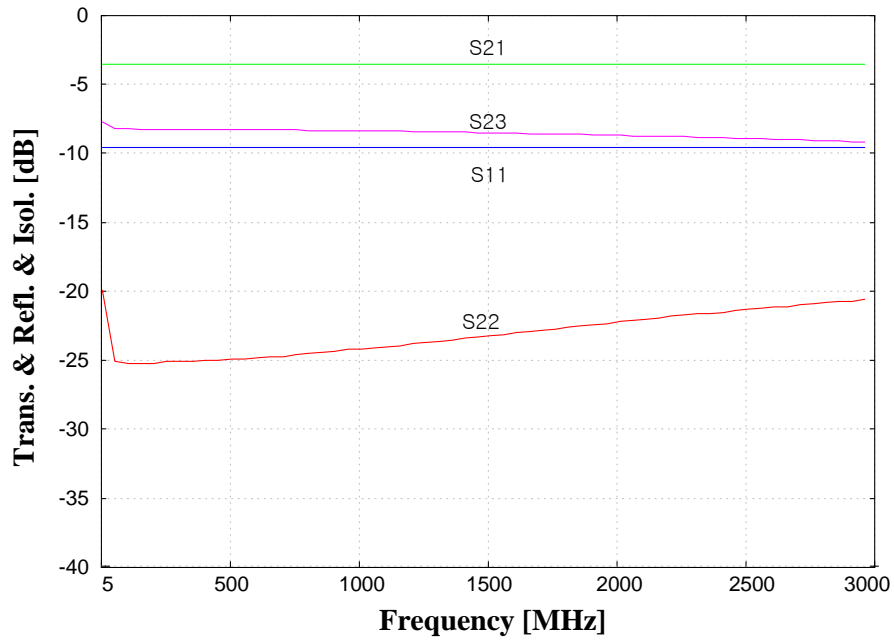


그림 3.3 n=2일 경우의 이론치

Fig. 3.3 The calculated results on condition that n=2.

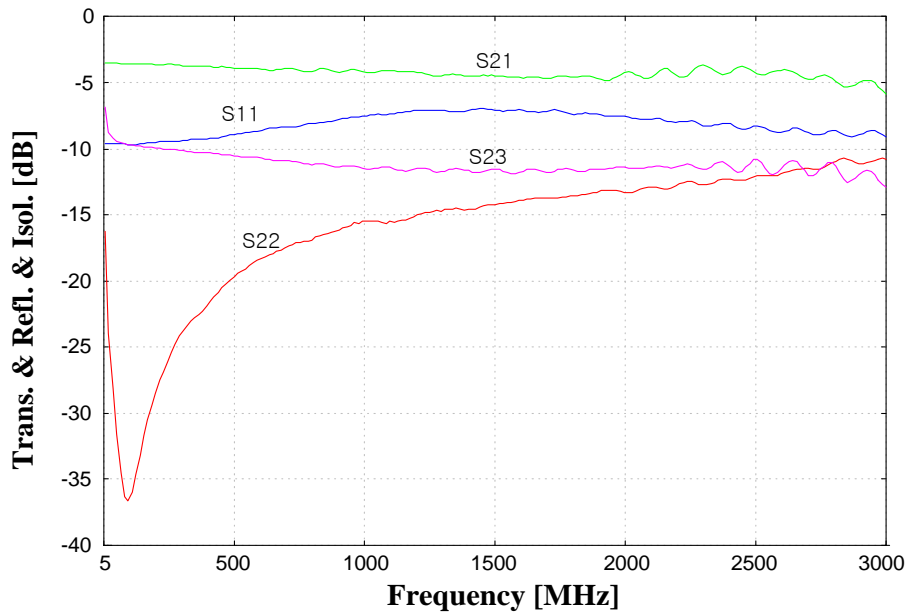


그림 3.4 n=2일 경우 실측치

Fig. 3.4 The measured results on condition that n=2.

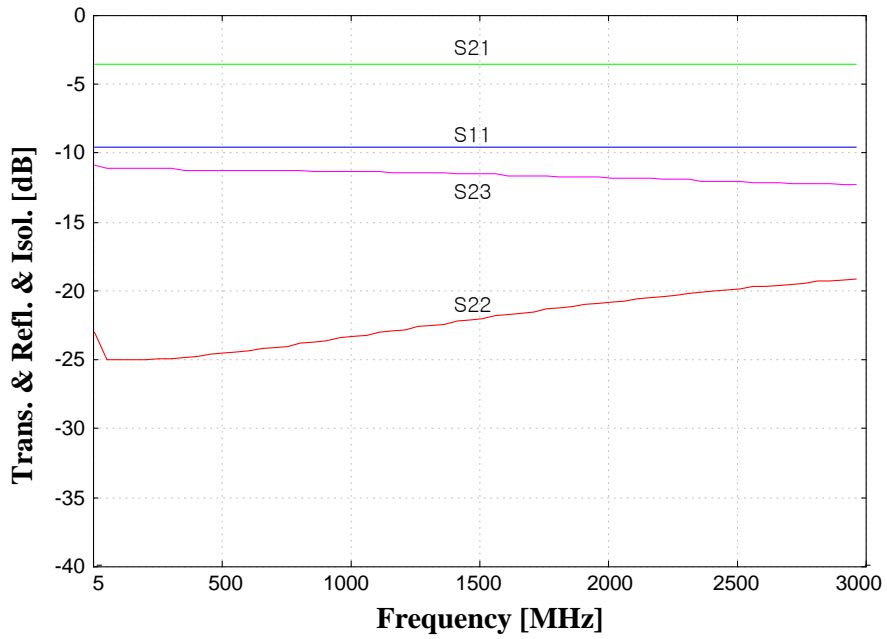


그림 3.5 n=3일 경우의 이론치

Fig. 3.5 The calculated results on condition that n=3.

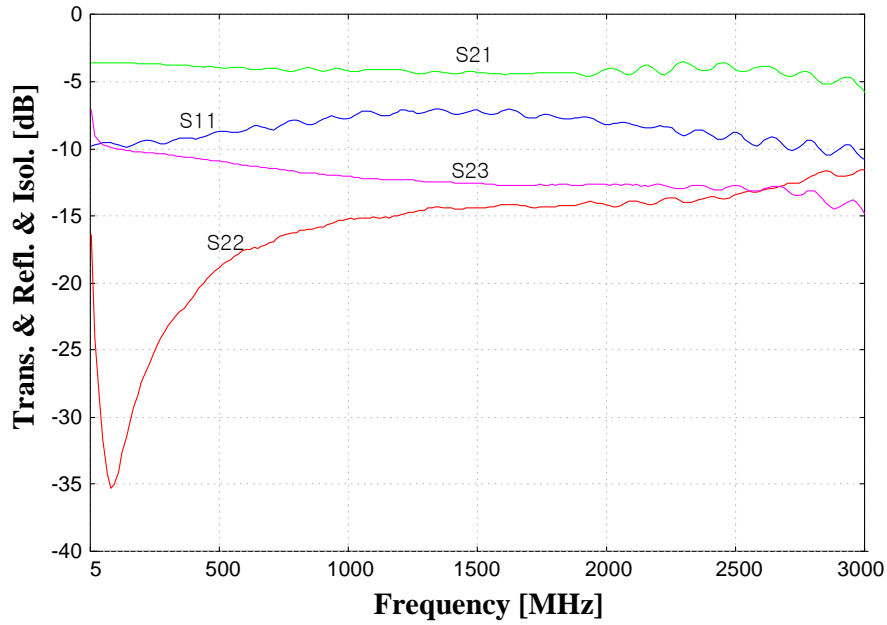


그림 3.6 n=3일 경우 실측치

Fig. 3.6 The measured results on condition that n=3.

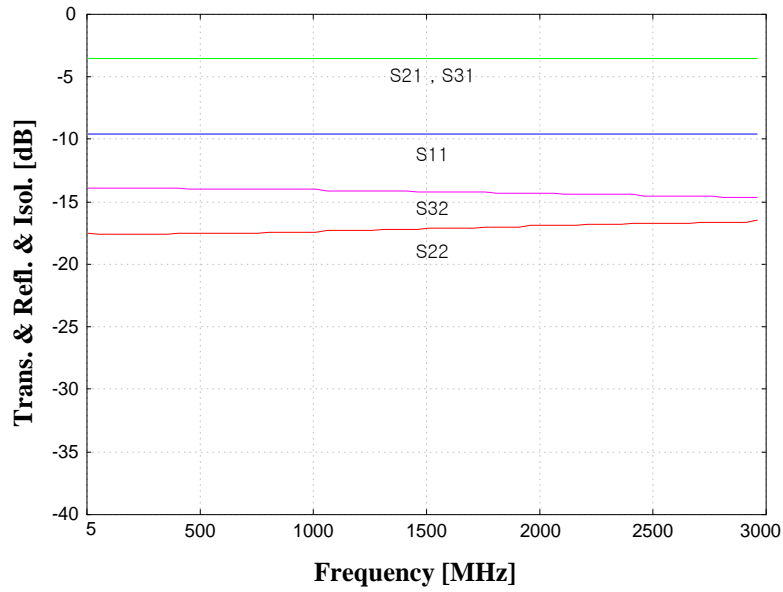


그림 3.7 원형의 분배기의 이론적 주파수 특성  
 Fig 3.7 The calculated results for transformer type power splitter of the proto-type.

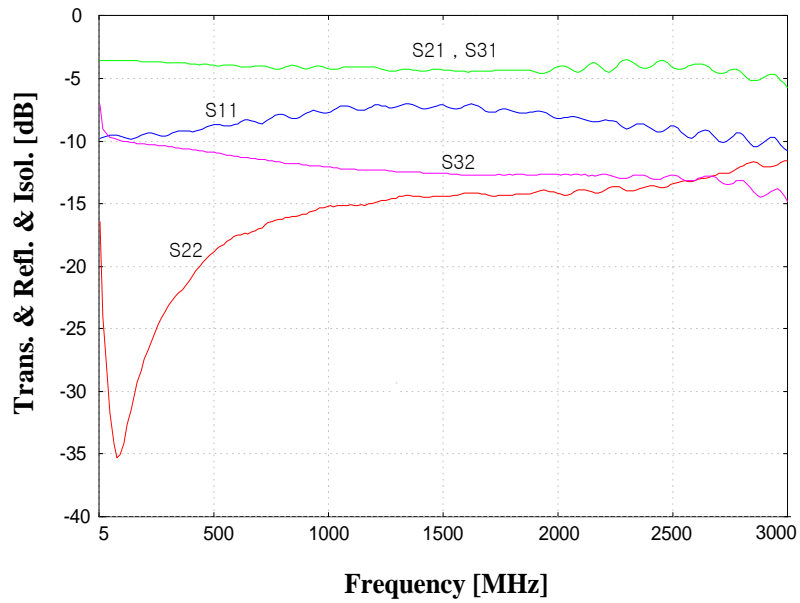


그림 3.8 제작한 원형의 신호분배기의 주파수 특성  
 Fig. 3.8 The measured results for transformer type power splitter of the proto-type.



그림 3.9 제작한 원형의 신호분배기  
Fig. 3.9 The transformer type power splitter of the proto-type.

## 3.2 입력포트 보상 변성기형 신호분배기

시뮬레이션에서 사용한 권선수는 각각  $n_1=4.9$ ,  $n_2=4.9$ ,  $n_3=1.9$ ,  $n_4=4.6$ 이고,  $L_0$ ,  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $M$ ,  $k$ ,  $\mu$ 는 기 사용했던 수식과 동일한 수식을 사용하였다.

그림 3.12의 제작에 있어서 T-314 OP 3.5-3-1H, T-314 OP 3.5-2-1H 페라이트 코어와 0.14 m $\Phi$  코일을 사용하였다.

그림 3.7의 시뮬레이션 결과에서 입력단에 보상회로를 부가함으로써 그림 3.10의 반사손실과 아이솔레이션 특성이 크게 개선됨을 확인하였다.

또한 그림 3.11에서와 같이 실제 제작을 통한 측정결과, 시뮬레이션과 마찬가지로 반사손실, 아이솔레이션 특성이 현저하게 개선되어 주파수 대역 5~1,000 MHz까지 양호한 주파수특성을 나타내었다.

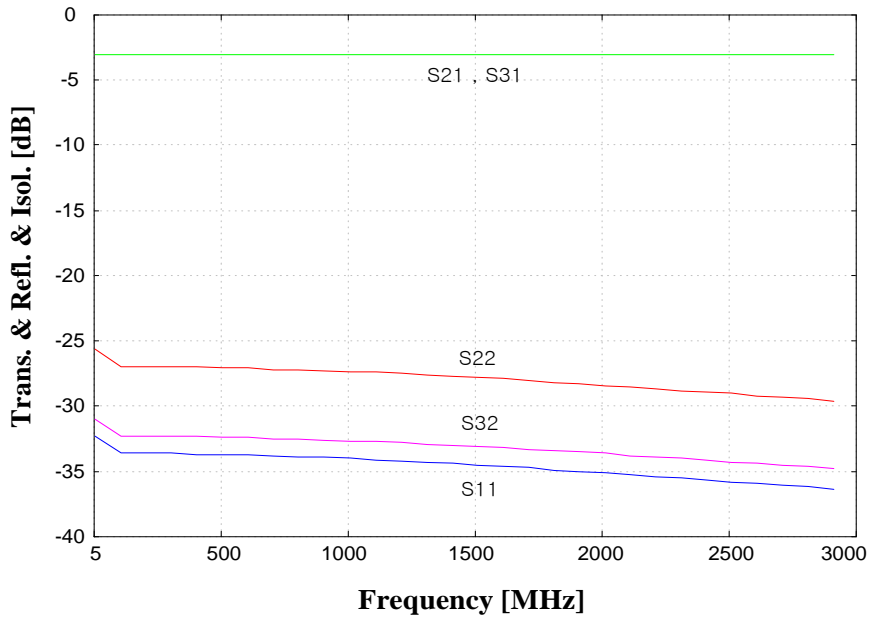


그림 3.10 입력포트 보상형 분배기의 이론적 주파수특성  
 Fig. 3.10 The calculated results for input port compensation.

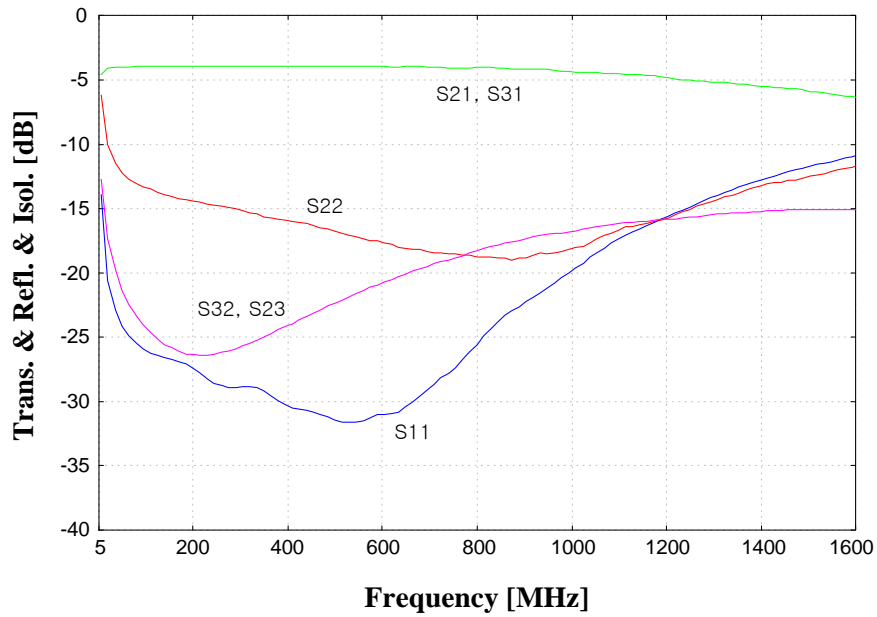


그림 3.11 제작한 입력포트 보상 분배기의 주파수특성  
 Fig. 3.11 The measured results for the input port compensation.

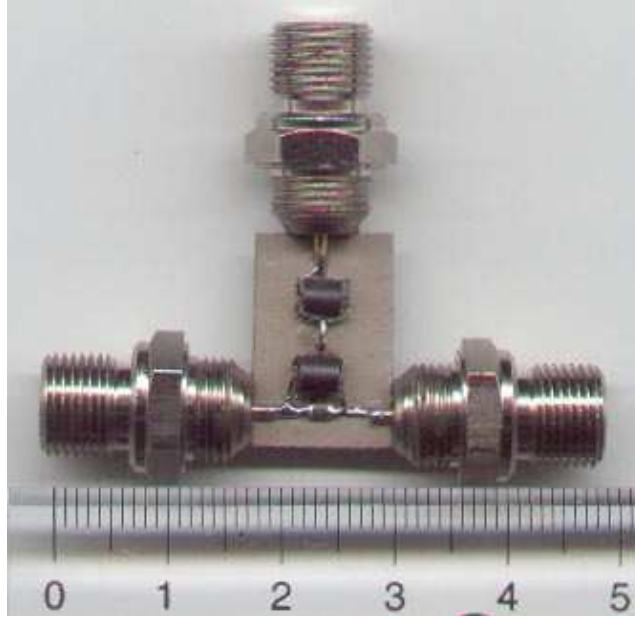


그림 3.12 제작한 입력포트 보상 분배기

Fig. 3.12 The fabricated power splitter for input port compensation.

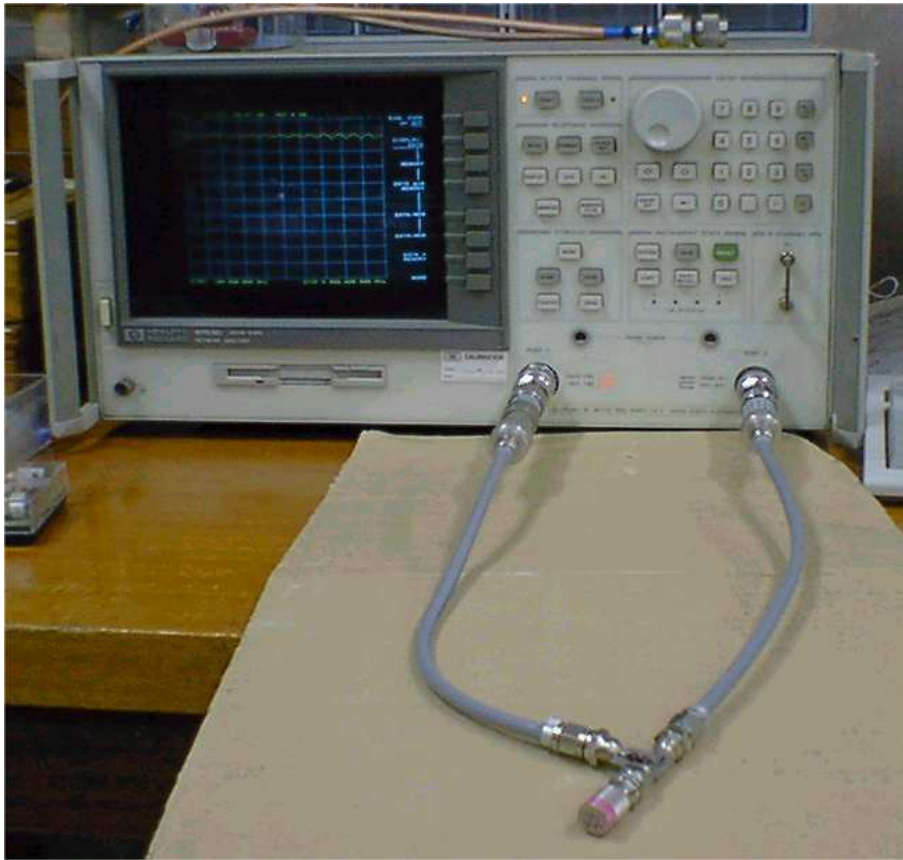


그림 3.13 주파수 특성 시험장치

Fig. 3.13 Frequency characteristics test set-up.

주파수 특성 시험장치는 30 kHz ~ 6 GHz까지 측정이 가능한 Hewlett Packard사의 Network Analyzer(Model 8753D)를 사용하여 주파수 특성을 시험하였다.



## 제 4 장 결 론

본 논문에서는 CATV 및 DBS 시스템용 분배기에 관하여 설계방법을 제시하고, 이를 우·기모드법을 사용하여 해석하였으며 월킨슨 전력분배기의 이론을 바탕으로 하였다.

월킨슨 전력분배기를 집중정수회로화하는 설계 및 해석방법을 제시하였으며 본 논문에 제시한 우·기모드법에 의존할 경우에는 입·출력포트에서의 우·기모드 여진에 대해 4개의 반사계수만으로 미조정을 간단히 할 수 있게 하였다.

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. 제작된 신호분배기는 주파수대역 5 MHz ~ 1,000 MHz에 걸쳐서 양호한 주파수특성을 얻음으로써 제안한 설계 및 해석법의 타당성이 입증되었다.

## Reference

- [1] 주인권, 김동일, 高橋道請, 石川朝夫, 小峰仁, "CATV시스템용 광대역특성을 가지는 신호분기기의 설계 및 제작법에 관한 연구", *한국전자과학회논문집 제9권 제3호*, 1998.
- [2] A. Talkin and J. Cueno, "Wind-Band Balun Transformer", *Rev. Sci. Inst.*, vol. 28, pp. 808-815, October 1957.
- [3] Yoshiyuki Naito, "Formulation of Frequency Dispersion of Permeability," *Trans. IEICE of Japan*, vol. 59-c, pp. 297-304, May 1976.
- [4] C. L. Ruthroff. "Some Broad-Band Transformers," *Proc. of IRE* 47, no. 8, pp. 137-1342, August 1959.
- [5] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, Addison-Wesley, pp 395-474, 1990.
- [6] Dong Il Kim, Kyeong Sik, Se-Mo Chung, "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, June 1994.
- [7] Dong Il Kim, Michiharu Takahashi, Yoshiyuki Naito, "Optimum Design of the Power Divider with Ferrite Toroids for CATV and/or MATV Systems," *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, vol. CE-29, no. 1, pp. 27-38, February 1983.
- [8] J. Reed and G. J. Wheeler, "A Method of Analysis of

- Symmetrical Four-Port Networks," *IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-4, pp. 246-252, October 1956.
- [9] E. H. Fooks, R. A. Zakarevicius, *Microwave Engineering Using Microstrip Circuits*, Prentice Hall, 1990.
- [10] E. Wilkinson, "An N-Way Hybrid Power Divider," *IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-8, pp. 116-118, January 1960.
- [11] L. I. Parad and R. L. Moynihan, "Split-Tee Power Divider," *IEEE Trans. MIT-13*, pp. 91-95, January 1965.
- [12] Guillermo Gonzalez, *Microwave Transistor Amplifiers*, Prentice Hall, pp. 141-152, 1996.
- [13] 김동일, 황재현, 류현욱, 하도훈, 정세모, "CATV/DBS용 신호분배기의 새로운 해석법 및 광대역 설계", '99 통신학회 마이크로파 학술대회 논문집, 1999.
- [14] 김동일, 류현욱, 황재현, 하도훈, 정세모, "CATV/DBS 시스템용 차세대 분배기에 관한 연구," 2000 해양정보통신학회 추계 종합 학술대회, vol. 4 no. 2 pp. 200-204, 2000.
- [15] 하도훈, 김동일, "CATV용 집중정수형 방향성결합기의 우기모드 해석법", 한국항해학회지 제25권 제2호 pp. 131-136, 2001.
- [16] 김동일, 류현욱, 황재현, 하도훈, 정세모, "CATV/DBS 시스템용 분배기의 광대역화에 관한 연구," 2000년 전자파기술 학술대회 논문집, pp. 11-15, 2000.

# Appendix

## A1. CATV시스템의 구성 및 발전전망

### A1.1 CATV시스템의 구성

CATV는 영상 및 음성 그리고 음향 등을 유선정보 통신시설을 이용하여 가입자에게 송신하는 다채널 방송이다. 또한, 시청자가 다양한 정보를 임의로 선택하는 정보 채널로서 일정한 지역의 시청자들을 위한 전문적인 지역정보방송이다.

종합유선방송의 구성은 헤드 엔드(head end)등의 송출설비를 설치한 유선방송국의 송출계(center system)와 케이블 및 중계 증폭기 등의 전송설비를 이루는 전송계(transmission cable system)그리고 분배/분기기 및 컨버터등의 옥내 설비로 이루어진 가입자계(terminal system)로 구성되어 있으며, 방송위성과 통신위성(DBS)등에 의하여 구성되기도 한다. CATV시스템의 기본적인 구성도는 그림 A.1과 같다.

프로그램 공급자(PP : program provide)가 전송망 설비자(NP : network provide)의 전송시설을 이용하여 방송사업자(SO : system operator)에게 프로그램을 공급하고 유선방송국에서는 광케이블 및 동축케이블 시설을 이용하여 가입자에게 프로그램을 재송출하게 된다. 종합유선방송이 제공하는 서비스는 TV방송외에 FM음악방송 및 방편, 방재, 계량기 원격검침, 여론조사, 주문형비디오(VOD : video

on demand), 홈쇼핑 등을 부가할 수 있다.

### (1) 송출계

수신점 설비와 스튜디오 설비 그리고 헤드 엔드(head end) 설비로 구성되며 그 중에서 헤드엔드는 CATV시스템의 핵심 구성요소이다. 즉, 센터계는 방송전파와 수신조건이 양호한 지점에서 설치된 안테나에 의해서 수신되는 신호(TV 및 FM방송) 및 TV 카메라, VTR, 컴퓨터 등으로부터 입력되는 각 신호들을 전송로에 송출하기 위한 모든 설비를 뜻한다.

### (2) 전송계

헤드 엔드에서 송출된 신호를 각 가입자의 단말기까지 전송하기 위한 통로에 해당하는 것으로 CATV시스템의 규모, 가입자수, 가입자의 성격과 분포밀도, 헤드엔드의 위치, 서비스지역의 지형적 조건 등에 따라 구성방법이 달라지게 된다.

또 신호의 전송이 헤드엔드로부터 가입자를 향한 단방향 전송인지 아니면 그 역방향까지를 포함하는 쌍방향전송인지에 따라서도 구성방법이 달라질 수 있다.

그러나 일반적으로는 간선(trunk line), 분기선(bridging line), 분배선(feeder line), 인입선(drop line) 등으로 구성되어 나무가지 형태(tree & branch망), 별모양 형태(star망) 또는 고리 형태(loop망)의 구조를 형성한다.

### (3) 가입자계

가입자 주택내 설비를 뜻하며, 가입자의 집으로 최종 연결된 인입선에 적합한 접속기(connector)를 텔레비전 수상기 뒷면에 있는 2개

의 나사 위에 달린 2개의 선으로 된 연결선에 연결하도록 되어 있다. 그러면 일반 가입자는 그들의 TV수상기에 수십개의 채널을 선택할 수 있는 컨버터(채널상자)를 부착시켜 놓고 TV앞의 원격조정 장치로 채널을 선택하여 볼 수 있는 것이다.

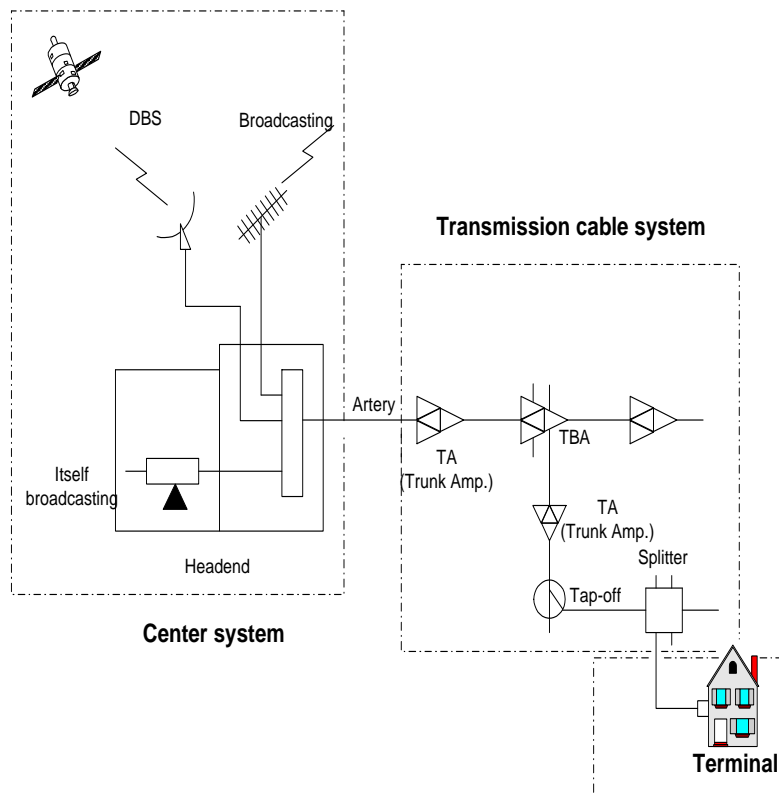


그림 A.1 CATV시스템의 구성도

Fig. A.1 The configuration of CATV system.

## A1.2 CATV시스템의 동향과 발전전망

CATV는 케이블 텔레비전(cable television)의 약칭으로, 문자 및 정지화상을 포함하여 영상·음성·음향 등을 유선 전기통신시설로 일반수신자에게 송신하는 다채널 방송으로 정의하고 있다. 원래는 텔레비전 난시청해소용으로 산위에 공동 안테나를 세워, 거기서 받은 텔레비전 프로그램을 동축케이블로 각 가정에 나누어 보냈기 때문에, 지역공용 안테나 텔레비전(community antenna television)의 약칭이었지만, 최근에는 넓은 주파수 대역을 이용하여 쌍방향 기능과 함께 컴퓨터를 연결하여 다양한 서비스 제공을 하는 구상이 나오고 있어 CATV는 단순히 방송분야뿐만 아니라 지역사회에 밀착한 정보 매체로써 사회에 큰 주목을 받고 있다. 또한 CATV는 기존의 TV에 비해 화면이 선명하고 많은 채널을 가질 수 있어 기존 TV 수용가의 다양한 욕구를 충족시켜 줄 수 있기 때문에 도시 주민들에게 쉽게 과고들게 되었다. CATV가 빠른 속도로 도시에 침투하게 된 이유는 도시의 고층건물로 인한 인공적인 전파장애와 전파전파 특성에 따른 전파장애를 극복할 수 있기 때문이다. 아울러 정보화 시대를 맞이하여 가입자의 프로그램을 CATV를 통해 볼 수 있는 점 등이 있다.

이처럼 초기에는 도시와 산간벽지의 난시청 지역을 대상으로 TV 방송을 재송신하여 기존 방송의 보조적 역할을 하던 CATV가 최근에는 자체방송과 도시형 쌍방향 방송기능을 갖추어 각종 정보 전달과 지역방송 프로그램 등을 제공하는 매체로 발전하게 되었다.

CATV의 발전단계는 자체방송과 쌍방향 방송 및 유료TV에 이어 데이터 뱅크에 가정용 컴퓨터를 연결하여 원격검침, 방법, 화재, 홈

쇼핑, 홈뱅킹 등 여러 가지 사회적 요구에 부응하는 새로운 기능을 추가시킨 형태로 발전하고 있다. 또한, 지역 네트워크로 머물러 있던 CATV가 위성을 이용해서 전국적인 보급망을 구성하여 정보화 사회의 새로운 미디어로 정착해 가고 있다.

따라서, CATV서비스가 본격적으로 보급되고 있는 선진국의 동향과 우리나라의 동향을 살펴보고자 한다. CATV의 발전단계를 나타내면 표 A.1과 같다.

표 A.1 CATV의 발전단계

Table A.1 The developing step of CATV.

구 분	제 1 세대	제 2 세대	제 3 세대	제 4 세대
시 대	50~60년대	70년대	80년대	90년대 이후
서비스 형태 및 목적	중계형 난시청해소	자체방송	정보제공	정보센터
스테이션 형태	공시청	헤드엔드	방송국	방송국+컴퓨터
통신형태	단방향	단방향	단순쌍방향	완전쌍방향
전송로	동축케이블	동축케이블	동축·위성	광전송로·위성
서비스범위	국지적	지역사회	지방·전국	전국·전세계



### (1) 미국의 CATV 동향

미국의 유선방송은 1948년에 TV 방송을 수신할 수 없는 지역에 설치하여 TV공청 수신으로 시작한 것이 최초이다. 당시의 공청유선방송(community antenna TV)은 가까운 산 정상과 높은 건물의 옥상 등에 수신안테나를 설치하고 방송국의 신호를 수신하여 그 수신한 신호를 케이블로 각 가입자에게 분배하는 간단한 것이었다.

미국의 CATV는 1950년대의 제1세대(건설시대), 1960년대의 제2세대(More채널시대), 1970년대 전반의 제3세대(정체시대)를 거쳐, 현재 제4세대(위성방송을 이용한 급성장 시대)에 있다고 볼 수 있다. 자료에 의하면 1992년 종합유선방송 가입자 수는 5,700만여 가구로 전체 TV 보유 가구수의 61.5%에 이른다고 한다. 이는 다양한 채널 및 프로그램 시청욕구에 부응하는 자체방송서비스 등장 및 관할구역에 자체 제작프로그램을 전송하기 위한 쌍방향시스템이 발달하여 가입자 수가 급증하고 있다는 것을 반영한다.

미국의 CATV는 1972년 연방통신위원회(FCC : federal communications committee)가 위성개방정책을 표결함으로써 활기를 띠기 시작하여 1996년 봄에 통과된 전기통신법은 케이블TV와 전화회사간의 흡수·합병을 허용하고 있어 전기통신과 케이블TV사업의 경쟁을 촉진하고 있다.

미국 CATV사업의 특징으로는 시스템 운영업체와 프로그램 운영업체가 별도로 운영되며, 특히 대부분의 시스템 운영업체는 MSO(multiple system operator)라는 대형업체에 속해 MSO에 의한 독점 현상을 보이고 있으며, MSO는 미국 전역의 90%에 대한 지역 연고권을 취득하고 있다. 서비스 내용으로는 지역 내외의 TV공중파 재송신과 기본 서비스로 스포츠, 뉴스, 음악 등과 같이 전문성을 살

린 프로그램이 공급되며, 유료 CATV서비스는 주로 오락과 영화를 제공하는 채널 등 전문 프로그램들이 있다.

또한 케이블TV망을 이용한 통신서비스를 미국에서 성공적인 서비스로 제공되고 있다. 미국의 케이블TV회사는 최근 통신법의 개정으로 직접 전화서비스를 제공하고자 시도하고 있다. 지역 전화 회사와의 경쟁관계에 대비하여 케이블TV회사들은, 대규모 MSO를 중심으로 소위 케이블TV집단(cluster)을 형성하여 양방향 서비스 제공시 지역전화회사보다 열세에 놓이지 않겠다는 의도를 보여주고 있다.

## (2) 유럽의 CATV 동향

유럽의 CATV는 MATV(공동 주택내의 시설)를 중심으로 발달하여 난시청 해소 및 인접국가의 방송을 수신하기 위해 구성되기 시작했으며, 위성을 이용하여 CATV망에 프로그램을 공급하는 업자들의 활성화로 그 보급율이 급속히 증대되고 있다. 특히 영국, 서독, 프랑스에서는 정부가 적극적으로 추진하고 있다.

유럽의 TV 총가구수 대비 홈패스율<sup>1)</sup>은 독일이 65.1%('94년 기준)으로 가장 높고, 다음으로는 프랑스 28.7%('95년 기준), 영국이 21.2%('94년 기준) 등의 순이었다. TV 총가구수 대비 가입가구 비율의 경우에도 독일이 52.2%('94년 기준)로 절반 이상의 TV 보유 가구가 케이블TV에 가입한 것으로 나타난 반면, 프랑스는 8.2%('94년 기준), 영국은 4.6%('94년 기준)에 불과한 것으로 나타났다. 홈패스 기준으로 가입가구의 비율을 살펴보면, 독일이 80.2%('94년 기준), 프랑스 28.5%('94년 기준), 영국 21.7%('94년 기준) 등으로 나타나 전체적으로 케이블TV는 독일의 홈패스율과

1)홈패스율: 전송망 총설치단자수를 방송구역내의 총가구수로 나눈 수치의 백분율로 전송망설치율을 가리킴.

가입가구 비율이 가장 높은 것으로 나타났다.

유럽의 멀티미디어 서비스 산업구조에 있어서 케이블TV에 가장 큰 영향을 끼칠 수 있는 요인으로 ISDN 서비스를 들 수 있다. 유럽정보기술연구소(EITO : european information technology observatory)의 1996년 보고서에 따르면, '95년말을 기준으로 유럽에서 사용되는 ISDN 회선의 수는 거의 6백만 단자에 이르고 있는 것으로 나타나 있다. 그러나 현재 유럽 ISDN의 가입자는 여전히 전문 분야로 제한되고 있으며, 가입자 대부분이 독일(16%), 프랑스(6%), 영국(3%)에 집중되어 있다.

유럽에서 특히 프랑스와 영국, 독일 3국의 케이블TV 산업 환경은 상당부분 차이를 보여주고 있다. 무엇보다도 중요한 것은 타매체와의 경쟁 및 보완관계를 통해서 케이블TV의 사업 다각화가 이루어진다는 사실이다. 표 A.2는 1997년도 유럽의 국가별 유료 TV의 시장규모를 보여주고 있다.

표 A.2 유럽의 국가별 유료TV 시장규모

Table A.2 The market share of pay TV of each nations of Europe.

국 가	전체 가구수	텔레비전 가구수	유료TV 가구수	유료TV 침투율
아시아계 러시아	23,090	15,000	30	0%
오스트리아	3,131	3,055	2,263	74%
벨기에	4,084	4,028	3,951	98%
유럽계 러시아	38,367	37,600	2,900	8%
프랑스	23,316	21,200	8,622	41%
독일	36,332	32,700	29,725	91%
이탈리아	20,368	20,000	3,249	16%
포르투갈	3,657	3,100	449	14%
스페인	12,141	11,800	1,743	15%
스웨덴	3,855	3,800	2,822	74%
스위스	2,900	2,868	2,634	92%
네덜란드	6,485	6,300	6,239	99%
영국	24,580	23,300	6,166	26%
기타 유럽국가	12,547	11,532	5,375	47%
계	214,853	196,282	71,305	36%

(3) 일본의 CATV 동향

일본의 CATV는 지상파방송이 시작된 지 2년 후인 1955년 4월, 텔레비전 전파의 난시청지역에서 NHK가 실시한 공동수신시설의 실험으로부터 시작되었다. 그 후 산간벽지등의 난시청해소를 위한 공동수신시설로서 각지에 케이블TV 시설이 설치되기 시작하였다. 당 시에는 케이블TV에 대해서는, 설비면에 있어서는 「유선전기

통신법』으로 규율하며, 업무면에 있어서는 「유선방송의 운용의 규정에 관한 법률』로서 규율하고 있었다. 1960년대에 들어서면서 이러한 공동수신시설들은 단순재송신에 머무르지 않고, 텔레비전채널수가 적은 지역에서 보다 다양한 프로그램, 또는 지역에 밀착한 프로그램을 전송하려는 움직임을 보이기 시작하였다. 1968년에는 동경의 도심부에서 고층빌딩에 의한 전파장해 대책용의 케이블TV를 동축케이블의 다채널특성을 살려서 텔레비전방송의 재송신이나 자주방송<sup>2)</sup>을 영리적으로 사업화하려는 업체가 나타나, 케이블TV가 영리사업으로서 주목을 받기 시작하면서 전국에서 이와 비슷한 움직임이 나타나기 시작하였다.

최근에는 TV방송의 난시청지역이 없는 곳에서 다채널, 다목적의 대규모 CATV 시설을 건설하는 움직임이 나타나고 있다. 이러한 것을 일반적으로 도시형 CATV라고 부르고 있으며, 난시청 해소가 아닌 자체방송 등 다양한 프로그램을 유료로 제공하는, 즉 영리를 목적으로 하는 CATV시설이다. 한편, 정부 차원에서도 CATV의 고도이용을 목적으로 한 시스템의 개발 및 시험이 행해지고 있다.

케이블TV는 앞으로 MSO화에 따른 사업경영의 대규모화·효율화·광섬유망에 의한 광역화·디지털 전송기술 이용에 의한 신서비스의 실용화에 의해서 새로운 사업 형태로 나아갈 것으로 예상된다. 장래의 정보통신 기반인 광섬유망의 정비 목표인 2001년에 있어서의 케이블TV의 보급을 추정성은 표 3과 같이 예측하고 있다. 일본은 사회 경제의 발달과 더불어 문화, 정보서비스와 기술이 접목된 형태의 정보화 사회 구현이라는 기치아래 추정성 및 통신성

---

2) 자주방송: 동시 재송신이외의 자주제작프로그램과 프로그램공급업자로부터 공급받는 전문채널

등에서 광섬유를 사용한 CATV시범운용으로 쌍방향서비스 및 HDTV, 그리고 영상전화 시범 등을 통해 향후 궁극적으로 통합된 시스템 구축을 시도하고 있다.

표 A.3 가입세대수의 예측 (단위 : 만 세대)  
 Table A.3 The estimate of member of home users.  
 (unit : ten thousands home)

	1993년	2000년	2010년
가입세대수 (보급율 %)	187(4)	1,084(23) ~ 949(21)	3,020(60) ~ 2,058(41)
전체 세대	4,241	4,615	5,018

(4) 국내의 CATV 동향

우리나라의 유선방송시스템은 난시청지역의 해소를 위하여 1961년 8월에 제정 공포된 「유선방송 송수신관리법」에 근간을 두고 있으며, 기존 TV방송의 재송신이나 home video용 tape를 방영하고 있었다.

이러한 기존 유선방송국이 그 시설과 서비스를 꾸준히 향상시키고 있으나, TV방송의 재방송 위주로 제한되어 쌍방향 부가기능이 있는 뉴미디어로써 종합유선방송으로 발전시키는 데는 한계가 노출되었다. 따라서 정부는 이러한 국내 CATV환경을 감안하여 정보화 시대에 요구되는 뉴미디어 서비스매체로서 CATV를 발전시키기 위하여 1992년 종합유선방송법을 제정함으로써 제도적인 발판을 마련하고 CATV시범 사업을 운용하는 한편 뉴미디어기기 산업의 육성책의 일환으로 CATV기기 개발사업을 추진하게 되었다. 이에 부응하여 국내의 케이블TV는 95년 1월 5일 첫전파를 발사하여 5개월간의 시험

방송을 거쳐서 95년 5월에 상업서비스를 시작하였다. 97년 6월 우리나라의 TV채널 수는 지상파방송, 케이블TV를 포함하여 약 35개 채널에 이른다. 여기서 무궁화위성의 채널을 포함하면 40여개를 넘게 된다.

98년 5월 1일 현재 국내에는 77개 SO(system operator:종합유선방송국), 29개 PP(program provider:프로그램 공급업자), 3개 NO(network operator:전송망 사업자)등 총 109개 업체가 종합유선방송사업에 참여하고 있으며, 종합유선방송업계 종사자수는 PP 4,000여명, SO 2,000여명, NO 300여명 등 총 6,300여명이며, 홈페이지를 통한 전송망 총설치단자수 6,604,686여단자로 약 46%에 이르고 있다. 총시청가구수는 95년 12월 50만 시청가구, 96년 6월 100만 시청가구, 96년 12월 150만 시청가구, 97년 7월 200만 시청가구를 달성하였고, 97년 12월 31일 250만 시청가구에 이르렀고, 가입자수의 증가는 미국 캐나다의 경우 10% 시청가구 확보에 약 8-10년, 일본은 6% 시청가구 확보에 약 8년이 소요된 점을 고려하면 국내의 CATV시장의 성장속도는 상당히 빠르다고 볼 수 있다.

케이블망을 이용한 쌍방향 부가서비스의 실시는 단기간내에 고속인터넷 서비스망을 구축하고, 접속할 수 있는 서비스를 구현한다. 케이블 망은 지방자치 시대에 걸맞는 지역정보의 인프라 구축, 초고속인터넷, VOD, 화상전화 등 향후 부가서비스 제공이 가능하고 케이블TV 가입자 확대에 일익을 담당하게 될 것이다.

CATV는 기존 방송과는 다른 다채널 전문방송으로서 영화, 오락, 뉴스, 다큐멘터리, 스포츠, 교육, 바둑, 홈쇼핑등 다양한 채널을 통해 정보화 시대를 이끌 것이다. 앞으로 CATV는 기존 방송이외의 부가서비스의 제공으로 화상전화, 인터넷서비스, 주문형 비디오, 원격교

육, 의료등 CATV를 통해 멀티미디어서비스를 받을 수 있을 것이다.

현재 인터넷에서 개발되고 있는 동화상 재생기술은 전화 모뎀으로는 한계가 있다. 즉 넷스케이프에서 만든 쿨톡이나 보칼텍의 인터넷 폰, 마이크로소프트사의 넷미팅이라는 프로그램을 이용하여 상대방과 음성으로 통신을 하면 그 음성이 끊어지거나 목소리가 제대로 분별되지 않는다. 반면 고속 통신이 가능한 케이블 모뎀을 이용하면 훨씬 우수한 음질을 전송할 수 있으며 화상인 경우에도 초당 16장면 이상을 전송할 수 있어서 조만간 많은 사람에게 보급이 될 것이다.

CATV 전송망은 양방향 전송 시스템으로 구축됨과 동시에 고속 전송능력을 가진 광대역 전송망이므로 국내외 초고속 정보통신망으로 활용될 것이다. 인터넷을 통한 부가서비스의 급증, 망과 망의 연결이 본격화되면서 미국에서는 최근 CATV 사업자들이 인터넷 시장에 대거 진출하고 있다. 이같은 움직임은 망과 콘텐츠가 결합된 새로운 서비스의 제공자의 등장이라는 점에서 인터넷 보급확대에 기여를 하는 역할을 수행할 것으로 전망된다. 통신경제연구소의 자료에 의하면 가입자수가 5천만명에 이르는 미국 최대의 CATV 사업자인 TCI(telecommunication inc.)와 타임위너가 자사 CATV를 통한 고속 인터넷 접속 서비스를 잇따라 상용화 했다. 이들 CATV 사업자들은 다양하고 풍부한 콘텐츠에 강점을 갖고 있다. 국내에서도 마찬가지로 CATV 사업자들이 인터넷 시장 진출시 빠른 속도와 풍부한 콘텐츠를 이용하면 경제성이 크다고 볼 수 있다.

앞으로 다가올 미래의 사회는 분명히 디지털 사회가 될 것이다. 그러나 아직 각종 단말기(TV, AV기기, 라디오, VCR)들이 아날로그 신호를 수신한다. 물론 2000년부터 공중파TV도 디지털 방송이 시작되겠지만 그렇다고해서 기존 아날로그 TV방송이 중단되는 것은 아



니다. 따라서, 한동한 두 가지 방식은 공존할 것이며, HFC(hybrid fiber coaxial)방식 CATV망은 아날로그TV 신호와 디지털TV 신호를 그대로 전송 가능하므로 공중파 방송이 디지털화 된다 하더라도 전송하는데 문제가 없으며, 가입자가 아날로그나 디지털 방식의 기기로 수신하더라도 같은 망으로 동시 지원이 가능하기 때문에 현재 망에 별다른 변화가 필요한 것은 아니다. 그러나, 디지털 대화형 서비스는 어떤 망으로 제공하더라도 반드시 대화형 프로그램 및 관련 소프트웨어의 개발이 필요하며, 동기유발이 되려면 사업성이 확보되어야 할 것이다.

CATV는 가입자의 가정에 다양한 TV 프로그램의 공급뿐만 아니라 전화선로를 훨씬 능가하는 대역폭을 가진 쌍방향 통신수단을 제공하게 되므로 필연적으로 고속정보통신망으로 이용될 것이며, 또한 양방향전송기술, 케이블모뎀 기술, 무선 케이블TV 기술, 디지털 케이블TV 기술, 위성을 이용한 케이블TV 분배기술들의 비약적인 발전에 힘입어 앞으로 21세기의 고속정보통신망이 가속화될 것이다.

## A2. 이동전화서비스에의 적용 및 실험결과

### A2.1 CATV망을 이용한 통신서비스의 필요성

현재 국내의 CATV 주파수 대역은 상향 5 MHz ~ 42 MHz이고 하향 54 MHz ~ 750 MHz이다. 그리고 현재 CATV용 신호분기기와 분배기의 대역폭은 CATV주파수 대역폭 이상으로 확장되지 못하고 있는 상태이다.

본 논문에서 5 MHz ~ 1,000MHz까지 광대역화시킨 신호분배기를 이용하여 이미 아파트 단지에서 보편적으로 설치되어 있는 CATV망을 이용하여 800 MHz대역의 셀룰러 이동전화의 음영지역을 해소하는 방법을 모색하였다.

현재 국내의 셀룰러 CDMA 사업자는 800 MHz대역을 이용하여 서비스하고 있으며, 단말기 송신주파수는 824.025 MHz ~ 848.985 MHz를 사용하고 있으며 기지국 송신 주파수는 869.025 MHz ~ 893.985 MHz를 사용하고 있다.

이런 800 MHz의 주파수를 이용하는 셀룰러 이동전화 서비스의 문제점인 아파트 및 빌딩에 대한 음영지역을 해소하기 위해 CATV 분배망을 이용하였다.

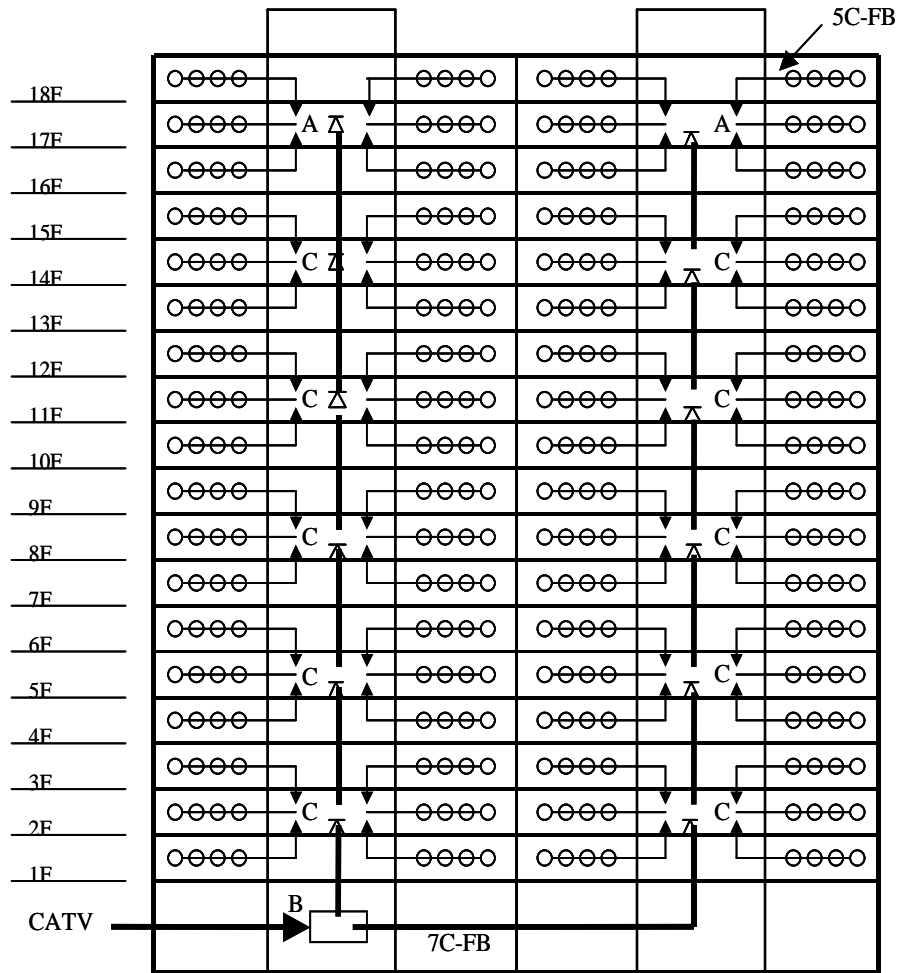


그림 A.2 아파트의 CATV 케이블 구성도

Fig. A.2 CATV cable configuration in apartment.

그림 A.2에서 아파트의 CATV케이블 구성도를 보여주고 있다. 그림에서와 같이 CATV신호의 흐름은 아파트 중앙의 Head-End로부터 CATV신호가 각 동 지하로 유입된다. 지하로 유입된 CATV신호는 TV증폭기에서 증폭되어 각 라인으로 분기된다. 각 라인으로

분기된 TV신호는 약 3층마다 1개씩 있는 TV증폭기에 couple되며 TV증폭기에서 증폭된 신호는 분기되어 각 가정에 공급하게 된다.

그림 A.3은 그림 A.2의 구성도에 사용되는 분기기와 TV증폭기 및 분배기의 위치에 대한 타입을 보여주고 있다.

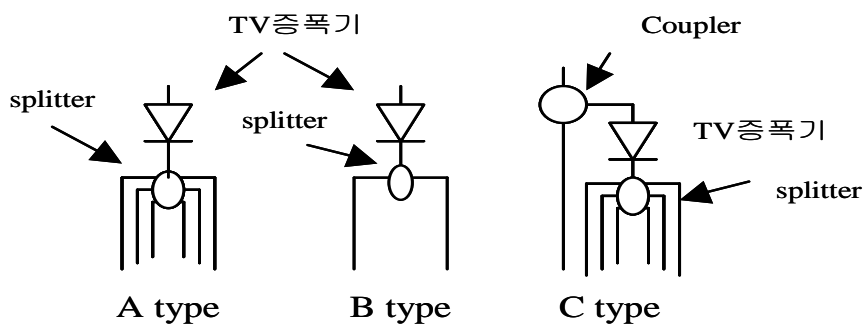


그림 A.3 CATV 케이블 구성도의 증폭기 타입

Fig. A.3 Amplifier type of CATV cable configuration.

## A2.2 CATV망을 이용한 통신서비스 구현

기존의 방식으로는 셀룰러 이동전화 서비스 지역의 아파트 단지에 대한 음영지역 해소를 위해서는 아파트내 광중계기를 취부하거나 덕내마다 RF중계기를 설치해야 했지만 전자파 및 장비미관에 대한 민원발생등 주민반대가 발생할 우려가 높고 광중계기 및 RF중계기 설치 투자비와 유지보수비가 많이 소요되는 단점이 있었다.

하지만, 광대역화된 CATV 분배망과 아파트 라인별 1개의 RF중계기를 이용하여 음영지역을 해소할 수 있었다.

신호분기기의 광대역화를 통해 통과 주파수가 확장된 CATV망과

RF중계기를 사용하여 셀룰러 이동전화 신호를 CATV 주파수와 같이 전송하여 아파트 내의 음영지역을 해소시 시스템 구성도는 그림 A.4와 같다.

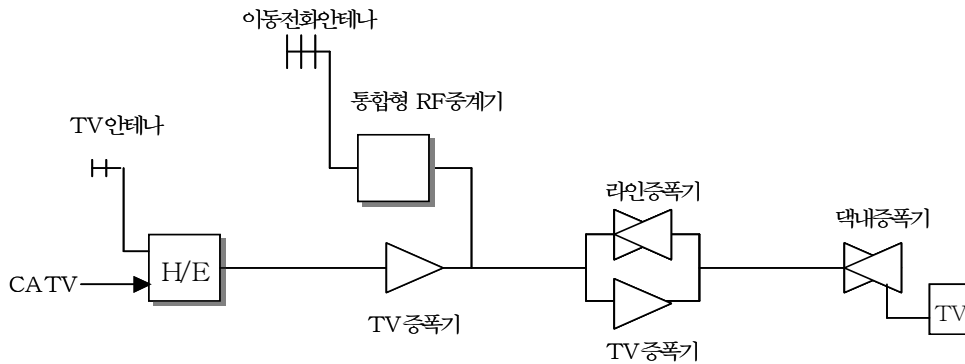


그림 A.4 셀룰러 이동전화 신호가 부가된 CATV 회선 구성도  
 Fig. A.4 Cellular mobile telephone signal added CATV line configuration.

그림 A.4에서와 같이 CATV분배망에 통합형 RF중계기를 통해 셀룰러 이동전화 신호를 인가하고 CATV분배망에 연결된 TV증폭기와 병렬로 이동전화 라인증폭기를 연결한다. 병렬로 연결하는 이유는 TV증폭기의 주파수 대역은 5 MHz ~ 750 MHz로 셀룰러 이동전화 신호가 통과되지 않기 때문에 TV증폭기와 병렬로 셀룰러 이동전화 증폭기설치가 필요하게 된다. 그리고 맥내 TV단자함에 이동전화 맥내 증폭기를 설치하여 TV단자에 출력하여 TV에 연결하게 된다.

### A2.3 이동전화서비스 적용 실험결과

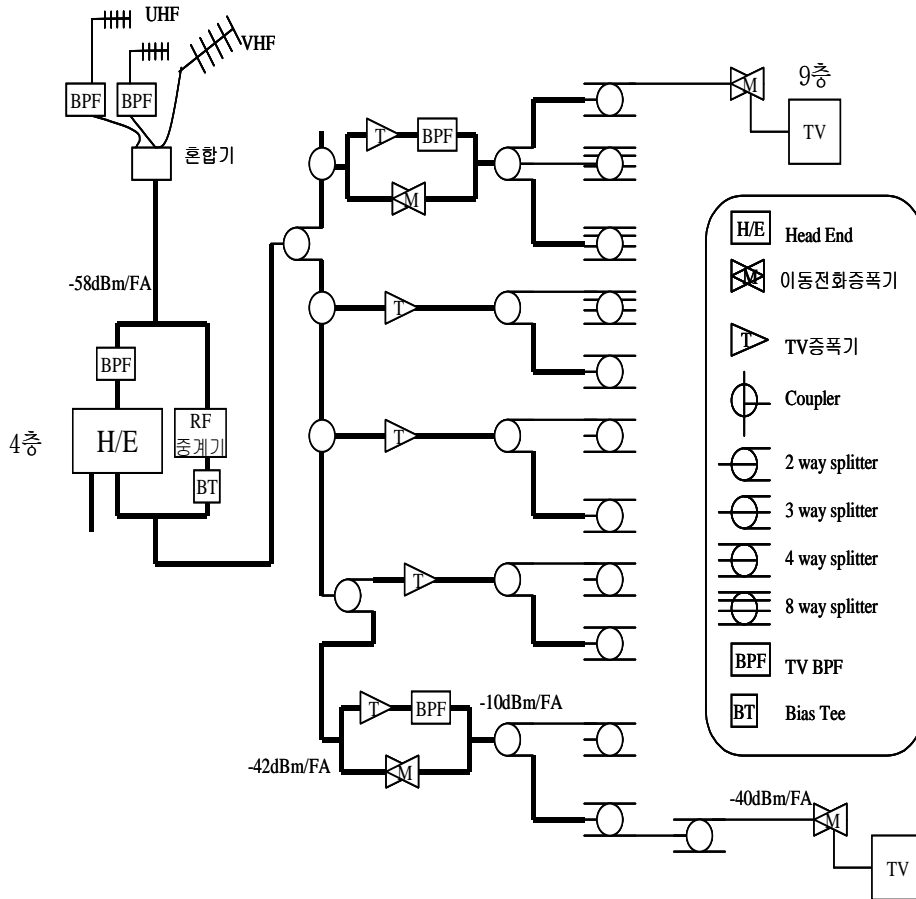


그림 A.5 시험용 빌딩의 CATV 케이블 구성도

Fig. A.5 CATV cable configuration in building for test.

그림 A.5는 실제 지하에서만 셀룰러 이동전화 음영지역인 빌딩 9층과 지하 2층에서 CATV분배망에 광대역화된 신호분기기를 사용하여 셀룰러 이동전화 신호를 병렬로 연결한 RF증계기를 통해 수신율을 시험한 결과 빌딩 9층의 경우 TV에서 약 5 m거리에서 측정된 결과 실내 증폭기를 사용했을 경우 하지 않았을 때 대비 Rx

출력 -53 dBm에서 -48 dBm으로 양호해 졌고, Tx인 경우 -36 dBm에서 -42 dBm으로 조금 양호함을 알 수 있었으며, 지하2층에서 시험한 결과 덕내 증폭기를 장착하지 않은 경우 수신불량이었지만 덕내증폭기 출력이 -5 dBm/FA로 인가한 경우 Rx 출력이 -56 dBm, Tx인 경우 -40 dBm으로 양호한 수신율을 보임을 확인하였다.

표 A.4 빌딩 9층에서의 실험결과

Table A.4 The result of experiment on the ninth floor of the building.

덕내증폭기출력	Rx	Ec/Io	Tx	Adj
없음	-53 dBm	-7 dB	-36 dBm	-17 dB
+2 dBm / FA	-48 dBm	-6 dB	-42 dBm	-18 dB

표 A.5 빌딩 지하 3층에서의 실험결과

Table A.5 The result of experiment on the third basement of the building.

덕내증폭기출력	Rx	Ec/Io	Tx	Adj
없음	No SVC			
-5 dBm / FA	-56 dBm	-5 dB	-40 dBm	-17 dB

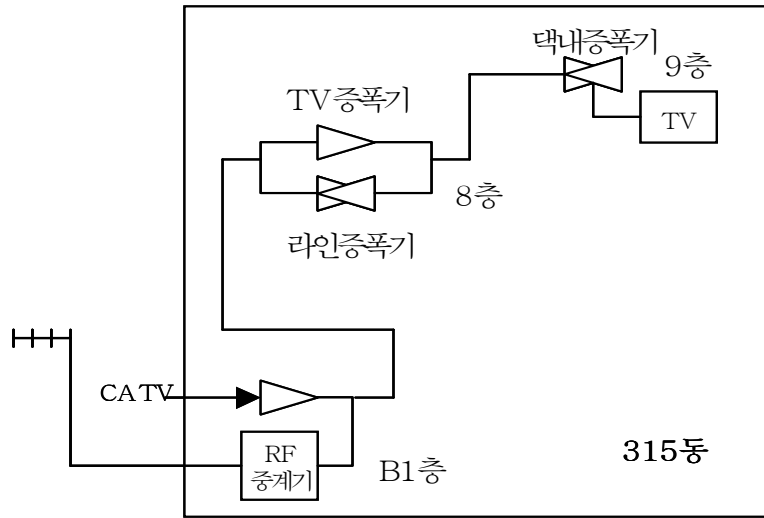


그림 A.6 아파트 적용 구성도

Fig. A.6 Adapted apartment configuration.

그림 A.6은 실제 셀룰러 이동전화 서비스의 음영지역인 아파트에 아파트광대역 신호분기기를 적용하여 시험한 구성도이다. 그림에서와 같이 TV증폭기와 병렬로 이동전화 서비스용 라인증폭기를 설치하여 800 MHz대의 이동전화 신호가 통과될 수 있도록 설치하였다.





그림 A.7 테스트 모습

Fig. A.7 Test figure.

입력레벨과 이득(gain)의 합이 RF중계기의 출력이 되는데, RF중계기는 타입별로 최대 이득이 정해져 있으며 이는 입력레벨과 출력을 결정짓는다. 가령 예를 들어 Gain이 100 dB, 서비스 면적을 만족할 만한 출력이 28 dBm/FA이라면 입력은 -72 dBm 이상이어야 한다. 입력레벨이 -72 dBm 이하일 때는 약간의 출력이 떨어지게 된다.

음영지역이었던 수원시 모 아파트 9층에서 그림 A.8과 같이 적용하여 시험한 결과 설치전에는 맥내에서 Rx -90 dBm정도로 수신이 불량하였으나 약 50평이 되는 아파트에 셀룰러 이동전화 신호를 케

이블 TV 분배망을 통해 전송하여 태내증폭기에서 받아본 후에는 거실의 경우 Rx -40 ~ -50 dBm, 안방의 경우 Rx -60 ~ -70 dBm, 작은방의 경우 Rx -70 ~ -80 dBm으로 양호한 셀룰러 이동전화 서비스가 가능함을 확인할 수 있었다

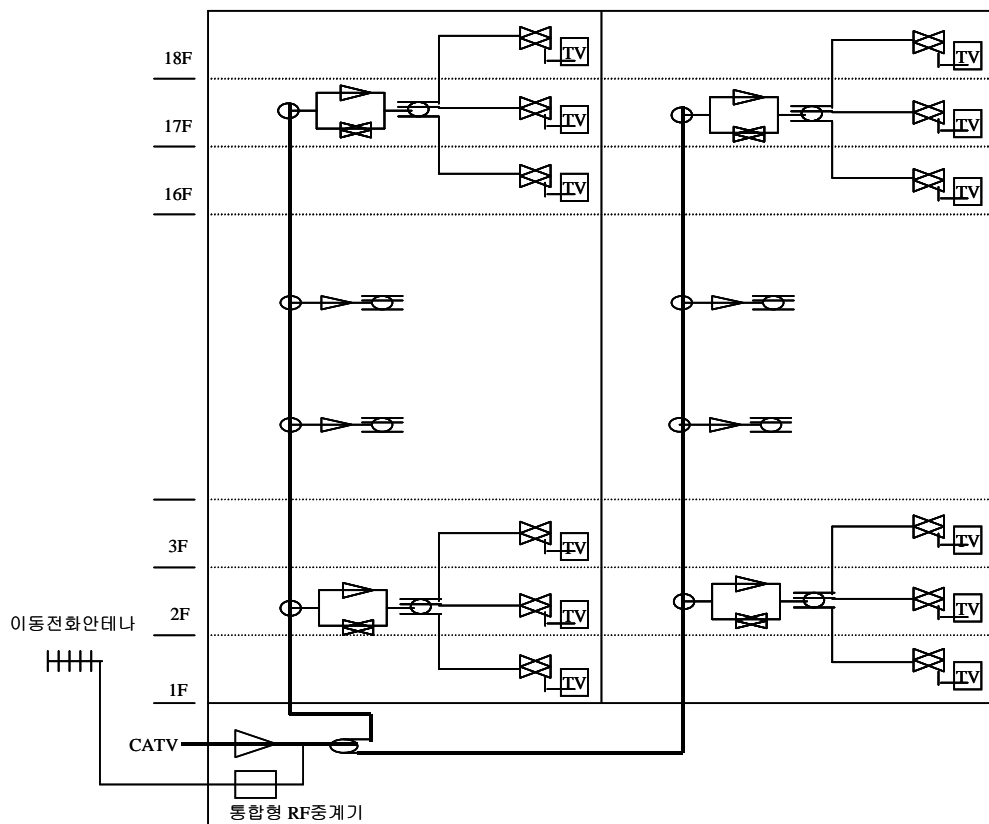


그림 A.8 아파트 적용 예상 도

Fig. A.8 Adapting expectation map in apartment.

그림 A.8은 아파트 각동 인입단의 CATV신호에 통합형 RF중계기 신호를 인가하면 되며, 이동전화 안테나는 1층 화단등에 설치하게 된다. 또한 서비스 불량 층별 시설은 TV중폭기와 병렬로 라인중폭기를 설치하고, 셀룰러 이동전화 주파수대를 만족하는 광대역화된 신호분기기와 분배기를 덕내 TV단자에 설치함으로써 광중계기 설치에 비해 미관상의 문제점과 전자파에 대한 주민불만을 해소하고 설치비를 줄일 수 있게 되었으며 광대역화된 신호분기기 및 분배기를 이용한 CATV분배망을 이용하여 셀룰러 이동전화의 음영지역을 해소할 수 있는 방법을 제시하였다.