

4 포트 동위상 고출력 전력결합기의 구현에 관한 연구

이영섭* · 전중성** · 이석정** · 예병덕*** · 김동일* · 홍창희*

*한국해양대학교 전자·정보통신공학부

**한국해양대학교 부설 산업기술연구소

***한국해양대학교 해사수송과학부

A Study on the Fabrication of the 4 Port In-Phase High Power Combiner

Young-Sub Lee* · Joong-Sung Jeon** · Seok-Jeong Lee** · Byeong-Duck Ye***

Dong-Il Kim* · Tchang-Hee Hong*

*Division of Radio and Information Communication Engineering, Korea Maritime University

**Research Institute of Industry Technology, Korea Maritime University

***Division of Maritime Transportation Science, Korea Maritime University

요 약 : 본 논문에서는 디지털 TV 중계기용 고출력 광대역의 3-Way 전력결합기를 설계·제작하였다. 대역폭 증가와 고출력을 동시에 이루기 위하여 Wilkinson 형태의 전력분배기를 채택하였다. 우선 Wilkinson 전력분배기를 균등(1 : 1) 및 비균등(2 : 1) 분배시켜, 동위상 4 포트 전력결합기를 시뮬레이션 하였다. 시뮬레이션 결과에 따라서 두께 120 mil인 유전체 기판을 사용하여 제작된 전력결합기는 디지털 TV 중계기 주파수 470~806 MHz 대역에서 삽입손실 -6.53 dB 이하, 반사계수 -13 dB 이하, 포트 간 분리도 -15 dB 이하, 출력 포트 간 위상차가 13° 이하의 특성을 보였다. 새롭게 만든 전력결합기는 회로에서의 고 임피던스로 인한 마이크로스트립 선로 폭의 한계와 고출력의 경우 선로 간의 상호작용으로 인한 전력의 손실 및 협대역의 문제를 동시에 개선이 가능함을 알 수 있었다. 나아가서, 제작된 3-Way 결합기의 삽입손실, 반사계수, 포트 간의 분리도 및 위상차가 디지털 TV 중계주파수 470~806 MHz에서 양호한 특성을 나타내는 것을 확인함으로써 고출력 및 광대역화가 실현가능하다는 것을 알 수 있었다.

핵심용어 : 결합기, 디지털 TV, 윌킨슨, 분배기

Abstract : The broadband high power 3-way combiner was designed and fabricated for the digital TV repeater. To achieve increase of the bandwidth and the high power capability, Wilkinson type power divider was adopted in our research. First of all, Wilkinson type power divider of equal-split and unequal-split were combined, and the characteristics of the four port in-phase power combiner was simulated for each thickness of dielectric substrates. As the results of simulation, the power combiner fabricated by using dielectric substrate of 120 mil-thickness has the characteristics as follows: insertion loss of less than -6.53 dB, reflection coefficient of less than -13 dB, isolation among the output ports of less than -15 dB, and phase difference among the output ports of smaller than 13°. Therefore, this power combiner was possible to improve the limit of microstrip line width due to high impedance, the problems of power loss due to interaction between strip lines in a high power combiner and narrow bandwidth simultaneously. Furthermore, making broadband and high power could be achieved since the fabricated 3-way combiner has good characteristics of insertion loss, the reflection coefficient, separation between ports, and phase difference.

Key words : Combiner, Digital TV, Wilkinson, divider

1. 서 론

디지털 TV 방송은 디지털 신호처리, 반도체 및 전송 기술의 발달에 의해 기존의 아날로그 방송 시스템으로서는 불가능했던

고품질의 다채널 방송을 가능하게 하고 있다. 디지털 TV는 전송채널 대역폭의 이용 효율이 우수하고, 고품질의 비디오 및 오디오 서비스가 가능할 뿐만 아니라 멀티미디어 서비스와의 상호 연동성이 매우 우수한 특성이 있으며, 방송신호의 저장과 스크램블링이 용이하여 다양한 형태의 방송서비스의 제공이 가능하다. TV 방송의 경우는 아날로그 칼라 TV 시대에서 디지털 SDTV(Standard Definition TV) 시대를 거쳐 HDTV(High Definition TV) 시대로 넘어가는 과도기에 있다. 1990년 초부터 각국은 부가가치가 높은 디지털 방송연구에 박차를 가하여 최근에는 디지털 방송시스템 개발을 완료하여 위성과 지

* 정희원, yslee@saracom.net, (051) 600-9133
종신회원, dikim@hanara.kmaritime.ac.kr, (051) 410-4314
정희원, hongtch@hanara.kmaritime.ac.kr, (051) 410-4312
** 정희원, jsjeon@hanara.kmaritime.ac.kr, (051) 410-4788
종신회원, leesj911@hanbada.kmaritime.ac.kr, (051) 410-4787
*** 종신회원, byea@hanara.kmaritime.ac.kr, (051) 410-4243

상파를 통하여 상용 서비스를 실시하고 있는 상황이다.

디지털 TV 중계기용 방향성 결합기는 전력분배기, 전력결합기, 위상변환기, 혼합기 등과 같은 고주파 회로에서 폭넓게 이용되며, Wilkinson 전력분배기는 이동 통신 시스템에서 전력의 분배와 결합을 위해 사용되는 대표적인 부품으로서 1960년경 E. Wilkinson에 의해 처음 제안되었다[1]. 일반적으로 마이크로스트립 선로를 사용하여 설계하는데, 이러한 선로를 이용하는데 있어서, 출력과 소자의 크기는 상당히 제한적인 요소로 대두될 수 있다[2]. 본 논문에서는 디지털 TV 중계기용 광대역 100 Watt 전력증폭기의 출력을 증가시키기 위하여 구동증폭단에서 증폭된 신호를 동위상 3-Way 전력분배기로 신호를 분배한 후, 신호를 합성시키는 역할을 하는 Wilkinson 형태의 전력분배기를 균등(1 : 1) 및 비균등(2 : 1) 분배시켜 동위상 4 포트 전력결합기를 설계 및 제작하였다.

2. 전력결합기의 해석(1)

Magic-Tee, Rat-Race 결합기의 구조는 그림 1에 나타나 있다. 이런 결합기는 4개의 50 Ω 선로와 임피던스 정합을 위한 λ/4 길이를 가진 70.7 Ω의 선로로 구성되어 있다. 70.7 Ω의 임피던스를 가진 λ/2 길이의 선로를 한쪽 방향에 추가함으로써 위상반전을 얻을 수 있으며, 포트 1과 포트 4 사이에서 20 dB 분리를 가질 때 약 20~30 %의 비대역폭을 가진다[3].

그림 2와 같이 만약 동일 위상의 Rat-Race 전력분배기가 필요하다면 Wilkinson 전력분배기를 이용해 구현할 수 있다. 이때 Rat-Race, Magic-Tee와 마찬가지로 λ/4(70.7 Ω)의 결합선로를 사용하며, 입·출력 포트의 좋은 분리도(Isolation)를 위하여 두 출력포트 사이에 저항성 소자를 사용한다.

Wilkinson 전력분배기의 해석을 간략화하기 위해 모든 임피던스를 특성임피던스 Z_0 에 대하여 그림 3과 같이 정규화 시킨다. 이 회로는 중간선을 중심으로 대칭이 되도록 그려졌으며, 정규화 값이 2인 소스의 2개의 저항은 정합된 소스의 임피던스 값인 정규화 저항 값이 1이 되도록 병렬로 구성된다. λ/4 전송

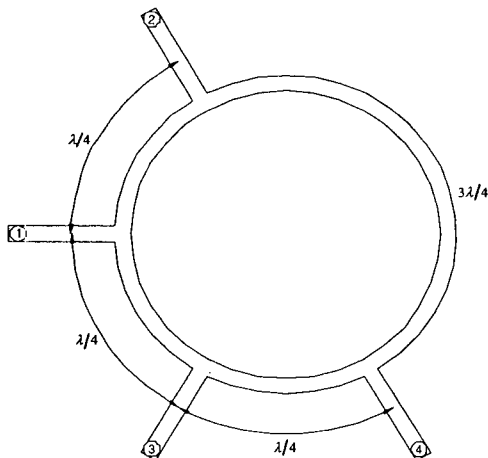
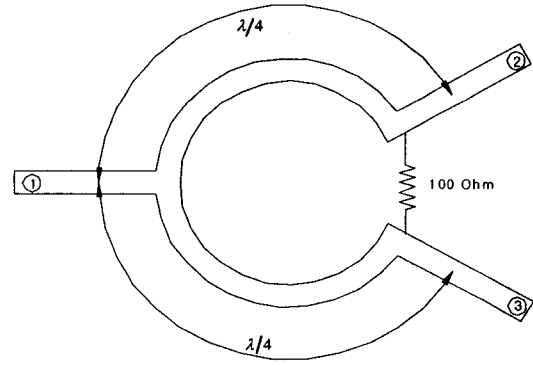
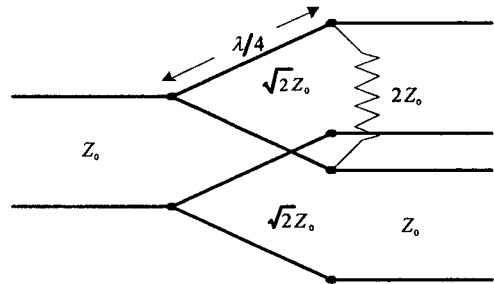


Fig. 1 Rat-race directional coupler



(a) 3 dB power divider



(b) Equivalent transmission line circuit

Fig. 2 Wilkinson power divider

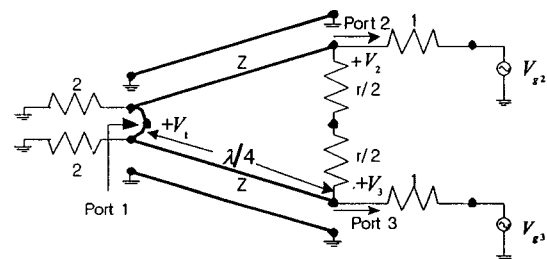


Fig. 3 The Wilkinson power divider circuit in normalized and symmetric form.

선로의 특성 임피던스는 Z 이고, 병렬저항의 정규화된 값은 r 이다. 균등 전력분배기(3 dB)가 되기 위해서는 $Z = \sqrt{2}$, $r = 2$ 가 되어야 한다.

(1) 짝모드

짝모드를 여기 시키기 위해서는 $V_{g2} = V_{g3} = 2$ V가 되어야 하며 이로 인해 $V_2 = V_3$ 가 되고 $r/2$ 저항을 통해 흐르는 전류는 없으며 포트 1에서 2개의 전송선로의 입력단은 서로 개방되게 된다. 그러므로 그림 3의 회로는 개방회로로 구성된 2개의 회로로 나눌 수 있으며 그림 4 (a)의 회로를 얻게 된다. 포트 2에서 본 임피던스는

$$Z_{in}^* = \frac{Z^2}{2} \quad (1)$$

가 되는데, 이는 전송선로가 λ/4 변환기로 간주되기 때문이다.

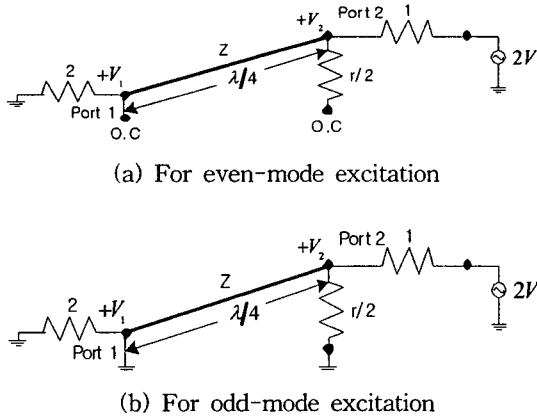


Fig. 4 Bisection of the circuit of Wilkinson equivalent transmission line circuit

그러므로 $Z = \sqrt{2}$ 이면 포트 2는 정합이 되며($S_{22}=0$), 모든 전력은 포트 1에 연결되어 있는 부하에 전달될 것이다. 따라서 $r/2$ 저항은 불필요한 저항이 되는데, 그 이유는 저항의 한쪽 끝이 개방되기 때문이다. S_{12} 값을 구하기 위해서는 전압 V_1 을 알아야 하며 V_1 은 전송선로 방정식으로부터 구해진다. 포트 2의 위치를 $x=0$ 으로 놓고 포트 1의 위치를 $x=\lambda/4$ 로 놓으면 선로상의 전압은 다음과 같다.

$$V(x) = V^+(e^{-j\beta x} + \Gamma e^{j\beta x})$$

$$V(0) = V^+(1 + \Gamma) = V_2 = V$$

$$V_1 = V \left(\frac{\lambda}{4} \right) = V \left(\frac{\pi}{2\beta} \right) = jV^+(\Gamma - 1) = jV \frac{\Gamma - 1}{\Gamma + 1}$$

포트 1에서 정규화 값이 2인 저항을 바라본 반사계수 Γ 는

$$\Gamma = \frac{2 - \sqrt{2}}{2 + \sqrt{2}}$$

이다. 그리고

$$V_1 = jV \frac{-1}{\sqrt{2}}$$

그러므로

$$S_{12} = \frac{V_1}{V_2} = \frac{-j}{\sqrt{2}} = -j0.707$$

대칭성으로부터 $S_{33}=0$, $S_{13}=-j0.707$ 이 된다.

(2) 홀모드

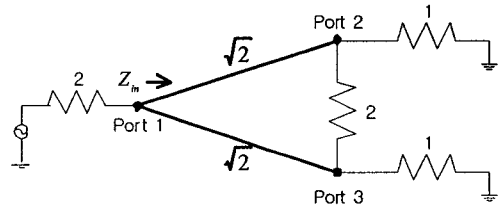
홀모드를 여기서시키기 위해서는 $V_{g2} = -V_{g3} = 2V$ 가 되어야 하며 이로 인해 $V_2 = -V_3$ 가 되고 그림 3에서 회로의 중간부분을 따라 전압이 "0"이 되는 점이 나타난다. 그러므로 중간면에 있는 두 점을 접지시키므로 회로를 2개로 나눌 수 있으며, 그림 4(b)와 같은 회로를 얻게 된다. 포트 2를 바라본 임피던스는 $r/2$

이 되는데, 이는 병렬로 연결된 전송선로의 길이가 $\lambda/4$ 이고 포트 1은 단락되었기 때문이다. 또 포트 2는 정합될 것이다 ($S_{22}=0$). 홀모드 여기 시에 모든 전력은 $r/2$ 저항에 전달되며 포트 1로 가는 전력은 없다.

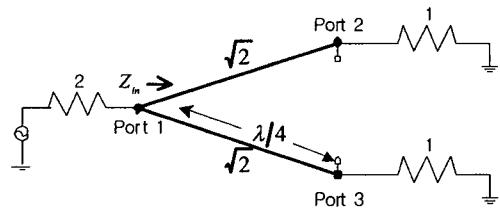
$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & -j/\sqrt{2} & -j/\sqrt{2} \\ -j/\sqrt{2} & 0 & 0 \\ -j/\sqrt{2} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

포트 2와 3을 정합부하로 중단시켰을 때의 Wilkinson 전력 분배기의 포트 1에서의 입력 임피던스를 결정함으로써, S_{11} 을 유도해야 한다. S_{11} 을 유도하기 위한 등가 회로를 그림 5(a)에 나타내었다. 여기서 $V_2 = V_3$ 이므로 짝모드 여기회로와 유사함을 알 수 있다. 정규화 값이 2인 저항을 통해 흐르는 전류가 없게 되므로 이 저항을 소거할 수 있다. 이렇게 함으로써 그림 5(b)와 같이 표시할 수 있다. 이제 정규화 임피던스가 1인 부하와 $\lambda/4$ 변환기를 병렬로 접속한다. 그러면 입력 임피던스는

$$Z_m = \frac{1(\sqrt{2})^2}{2 \cdot 1} \tag{4}$$



(a) The terminated Wilkinson divider



(b) Bisection of the circuit in (a)

Fig. 5. Analysis of the Wilkinson divider to find S_{11} .

가 되며, $S_{11}=0$ 이 된다. 포트 1에서 전력이 공급되고 출력 포트가 모두 임피던스정합이 되어 있으며 저항에서 소모되는 전력은 없다. 따라서 출력의 임피던스가 정합되어 있으면 분배기는 무손실 분배기가 되며, 단지 포트 2와 3으로부터 반사된 전력만이 저항에서 소모된다[4, 5].

3. 회로 설계

그림 6은 비균등 전력분배기 회로를 나타낸다[6]. 포트 2와 포트 3의 전력비가 2:1 이면, $K^2 = P_3/P_2 = 1/2$ 이므로 회로

의 특성 임피던스는 다음과 같다.

$$Z_{o_2} = Z_o \sqrt{\frac{1+K^2}{K^2}} = 103 \Omega \quad (5a)$$

$$Z_{o_3} = Z_o \sqrt{K(1+K^2)} = 51.5 \Omega \quad (5b)$$

$$R = Z_o \left(K + \frac{1}{K} \right) = 106 \Omega \quad (5c)$$

출력 신호는 임피던스가 각각 $R_2 = Z_o K = 35 \Omega$ 와 $R_3 = Z_o / K = 70.7 \Omega$ 의 값을 갖고 정합되며 변환기는 출력 임피던스를 정합시키기 위하여 사용된다.

Wilkinson 분배기를 사용하여 설계된 동위상 비균등(2 : 1=1.76 dB : 4.77 dB) 전력결합기의 특성을 시뮬레이션한 결과를 그림 7에 나타내었다. 디지털 TV 중계주파수인 470~806 MHz 대역에서 반사계수는 -15 dB 이하를 만족하고 있으며, 또한 삽입손실 S_{21} 은 1.76 ± 0.1 dB, S_{31} 은 4.77 ± 0.13 dB 이하의 오차를 나타낸다.

그림 8은 대역폭 증가와 고효율을 동시에 이루기 위한 전력

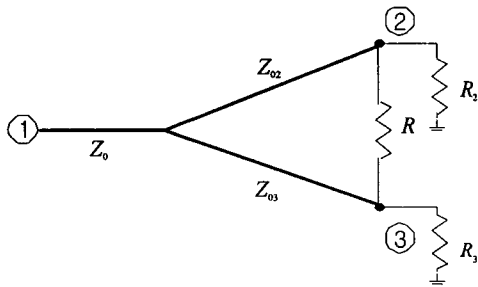


Fig. 6 Schematic of unequal power split coupler

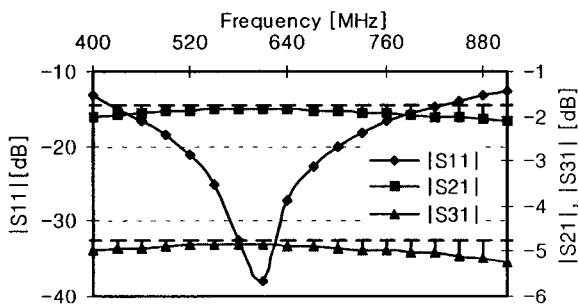


Fig. 7 Simulation of power split 2:1

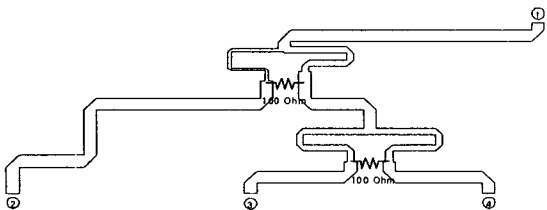


Fig. 8 Schematic of the designed 3-way power split coupler

분배기를 포트 1에서 비균등(2 : 1) 분배시키고 포트 2와 포트 3에서 균등(1 : 1) 분배시켜 동위상 4 포트 전력결합기를 설계 하였다. 설계되어진 전력결합기를 유전체 기판의 두께가 120 mil인 기판을 사용하여 두께에 따른 특성변화를 Ansoft Ensemble 6.1의 Momentum Method를 이용하여 시뮬레이션 하였으며, 시뮬레이션 톨 특성상 100 Ω을 부가한 상태에서 시뮬레이션이 가능하지 못하므로 100 Ω을 제외시켰다.

기판두께 120 mil인 4 포트 전력분배기의 시뮬레이션 결과를 살펴보면 디지털 TV 중계 주파수 470~806 MHz 대역에서 삽입손실이 이론치 -4.77 dB에서 ± 0.5 dB 이내이고[7], 포트간 분리도가 우수하며, 고효율(250 Watt_{peak})에 견딜수 있는 마이크로스트립 선로 폭을 고려하여 두께 120 mil인 유전체 기판을 사용하였으며, 시뮬레이션한 동위상 3-Way 전력결합기는 삽입손실 -5.2 dB 이하, 반사계수 -18 dB 이하, 포트 간 분리도 -5~10.5 dB 이하, 출력 포트 간 위상차가 40° 이하의 특성을 보였다.

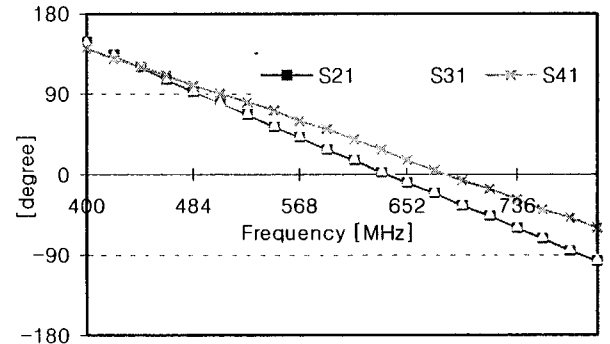
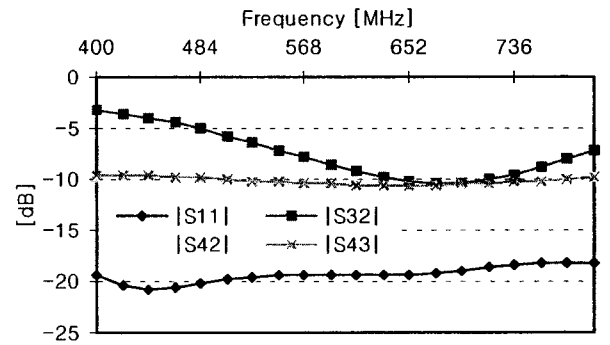
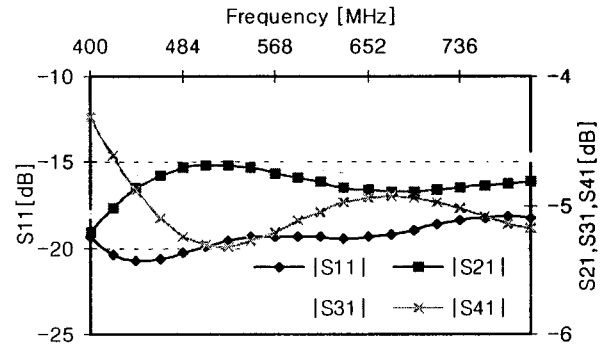
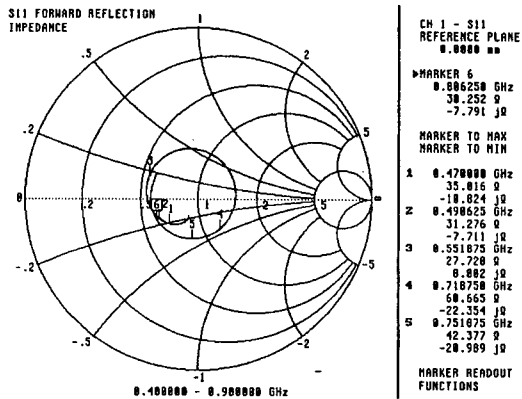


Fig. 9 Simulation of 3-way power split

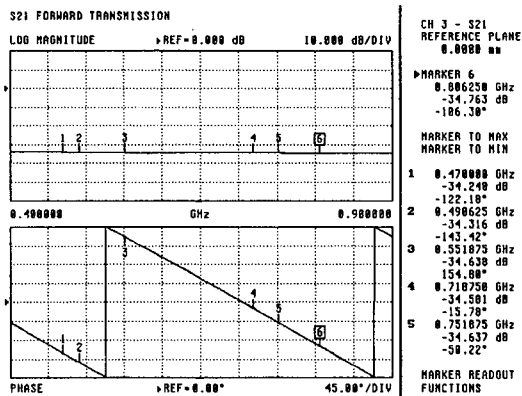
4. 특성 측정 및 평가

유전율 3.38 두께 120 mil인 유전체 기판으로 제작되어진 4 포트 전력결합기를 회로망 분석기를 이용하여 S-파라미터를 측정하여 삽입손실, 반사계수, 출력 포트 간의 분리도 및 위상차를 시뮬레이션 결과와 비교 분석하였다.

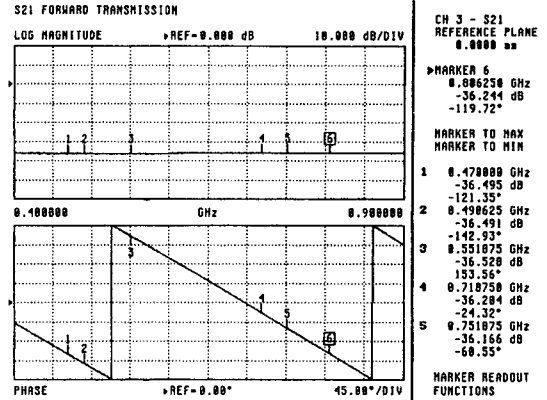
그림 10은 출력포트 간의 저항성 소자 100 Ω을 부가한 상태로 제작된 3-Way 전력결합기의 특성을 나타내며, 디지털 TV 중계주파수 470~806 MHz 대역에서 삽입손실 -6.53 dB 이하 (측정시 출력측에 30 dB 감쇠기 부과), 반사계수 -13 dB 이하, 포트 간 분리도 -15 dB 이하, 출력 포트 간 위상차가 13° 이하의 특성을 보였으며, 위상차의 오차는 선로의 길이에 의존한다는 것을 알 수 있다. 새롭게 만든 전력결합기는 회로에서의 고 임피던스 문제와 협대역의 문제를 동시에 개선하였지만[8] 3개의 100 watt 전력증폭기 모듈을 병렬 연결하기 위한 공간 확보 때문에 크기가 커짐에 따른 삽입손실이 제3절에서 설명한 이론치 -4.77 dB 보다 1.76 dB 증가하였다.



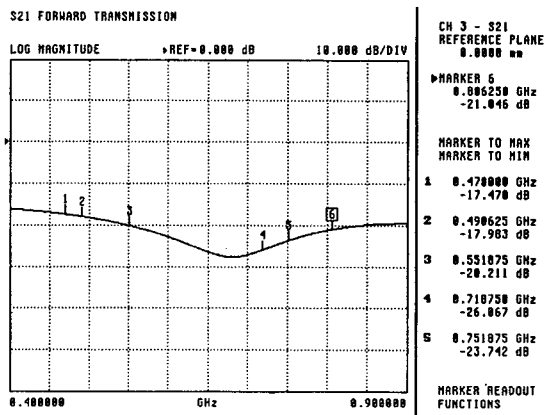
(a) The characteristics of S₁₁



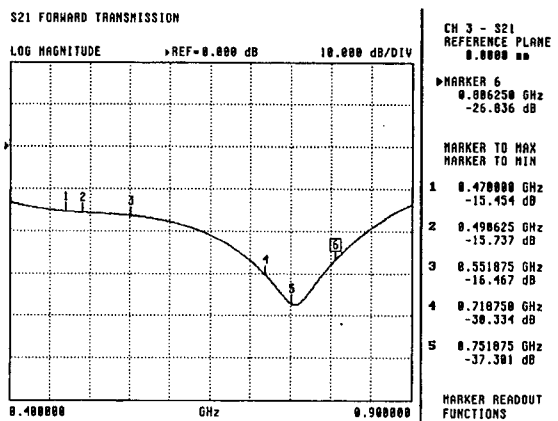
(b) The characteristics of S₂₁



(c) The characteristics of S₄₁



(d) The characteristics of S₄₂



(e) The characteristics of S₄₃.

Fig. 10 The characteristics of the fabricated 4 port combiner with 100 Ω resistor

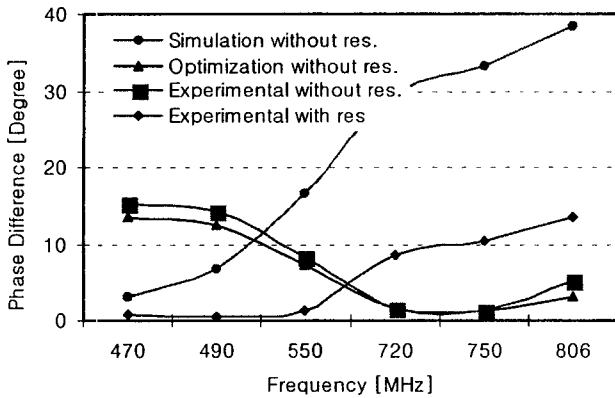


Fig. 11 The phase difference of the output port

그림 11은 출력 포트간의 위상차를 나타내며, 측정에서 저항을 부가하지 않은 상태에서 보다 저항 부가한 후의 상태가 오히려 위상차는 주파수 470~806 MHz 대역에서 평균적으로 2° 정도 감소하였음을 알 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 디지털 TV 중계기용 광대역 고출력 전력결합기를 개발하기 위하여, 이론적인 시뮬레이션을 한 후 직접 설계·제작하고 그 특성을 측정하여 비교·분석하였다. 시뮬레이션은 일반적인 Wilkinson 분배기에 회로 이론적인 등가회로를 이용하고, 또한 비균등 분배기 이론을 적용하여 3-Way 분배기를 구성한 후 짝모드와 홀모드 이론에 입각하여 시행하였다.

두께 120 mil인 유전체 기판을 사용하여 제작된 전력결합기는 주파수 470~806 MHz 대역에서 삽입손실 -6.53 dB 이하, 반사계수 -13 dB 이하, 포트 간 분리도 -15 dB 이하, 출력 포트 간 위상차가 13° 이하의 특성을 보였다. 새롭게 만든 전력결합기는 회로에서의 비균등 분배에 따른 임피던스 매칭을 위한 고 임피던스로 인한 마이크로스트립 선로 폭의 한계와 고출력의 경우 선로 간의 상호작용으로 인한 전력의 손실 및 협대역의 문제를 동시에 개선하였다.

나아가서, 제작된 3-Way 결합기의 삽입손실, 반사계수, 포트 간의 분리도 및 위상차가 디지털 TV 중계기주파수 470~806 MHz 대역에서 양호한 특성을 나타내는 것을 확인함으로써 고출력 및 광대역화가 실현가능하다는 것을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] D. M. Pozar,(1990) Microwave Engineering, Addison Wesley.
- [2] J. Ho, N. V. Shuley,(1987) "Wilkinson-Divider Design Provides Reduced Size," Microwave & RF, pp. 104-110, Oct.
- [3] R. Knochel and B. Mayer,(1993) "Broadband Printed Circuit 0° /180° Couplers and High Power Inphase Power Dividers," IEEE MTT-S Diges.
- [4] Gysel, U.H.,(1975) "A N-way Power Divider/Combiner Suitable for High Power Applications," MTT-S Symposium Digest, pp. 116-118.
- [5] Reed, J., Wheeler, G.J.,(1956) "A Method of Analysis of Symmetrical Four Port Networks," IRE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-4, pp. 246-252.
- [6] E. Wilkinson,(1960) "An N-way hybrid power divider," IRE Trans. On Microwave Theory and Techniques, MTT-S, pp.116-118, Jan.
- [7] MERRIMAC,(1996) "Lumped Element and Stripline 0° Power Dividers/Combiners," Microwave & RF, Mar.
- [8] 박원중, 김재원, 나극환,(1999) "고출력 광대역 방향성결합기," 1999년도 추계마이크로파 및 전파학술대회 논문집, 제22권, 제 2호, pp. 115-118, 9월.

원고접수일 : 2002년 07월 09일
 원고채택일 : 2002년 08월 14일