

論文97-34D-8-1

# 마이크로웨이브 방사형 전력 결합기 설계

(The design of a Microwave Radial Power Combiner)

林 栽 旭 \* , 姜 元 泰 \* , 李 相 鎬 \* , 張 益 洙 \*

(Jae Wook Rheem, Won Tae Kang, Sang Ho Lee, and Ik Soo Chang)

## 요 약

전력 결합기/분배기는 고출력 증폭기 제작시 저전력 증폭기들을 병렬 결합시키는데 사용된다. 방사형 구조는 포트-포트간 고립 특성을 좋게 만드는 동시에 RF 스위치를 이용하여 그 구조 안에 잉여 기능(redundancy)을 부여할 수 있는 장점이 있다. 전력 결합기/분배기 제작시 문제가 되는 전력 저항의 기생 성분들을 슬롯 선로와 공동 공진기를 이용하여 제거하고 회로상의 공통점을 한 파장 길이의 마이크로스트립 선로를 이용한 평면형 구조로 구현, PCS 대역인 1840~1870[MHz]에서 4-way 방사형 전력 결합기/분배기를 제작하였다. 제작된 전력 결합기/분배기의 삽입 손실과 반사 특성, 그리고 고립 특성은 각각 -0.3 dB, -24 dB, -27 dB로서 PCS 시스템에 사용될 수 있다.

## Abstract

In a high power amplifier design, power combiner/divider is used to connect low power amplifiers in parallel. The radial structure of the power combiner/divider has not only a good characteristics of port-to-port isolation but also an advantage of giving a redundancy to the structure itself by using RF switches. The parasites of a power resistor, that would be a problem in design process, are removed by both slot lines and cavity resonators, and the common node in the circuit is redesigned as a planar topology, and thus a new type of 4-way radial power combiner/divider is accomplished at 1840~1870 MHz PCS frequency band. The insertion loss, reflection, and isolation characteristics of 4-way radial power combiner/divider which can be adaptable to PCS system in this thesis are -0.3dB, -24dB, and -27dB respectively.

## I. 서 론

HPA(High Power Amplifier)는 저전력의 동일 증폭기들을 전력 결합기/분배기를 통해 병렬 결합시켜 제작된다. 따라서 전체적인 HPA 특성은 전력 결합기/분배기 특성에 의해 좌우된다. 이러한 전력 결합기/분배기는 구조적으로 병렬 결합된 증폭기의 일부에 고장이 생겨도 전체적인 특성을 유지하는 잉여 기능

(redundancy)을 지니고 있어야 한다. 이러한 잉여 기능은 기존의 포크형 구조로는 얻을 수 없다. 왜냐하면 포크형 전력 결합기/분배기의 출력단에서 바라다 보는 각 포트는 비대칭을 이루어 포트-포트간 고립 특성이 나쁘기 때문이다. 그러나 방사형 구조로 전력 결합기/분배기를 설계하면 회로 대칭성으로 인해 포트-포트간 고립 특성을 좋게 하는 동시에 RF 스위치를 사용하여 잉여 기능을 부여할 수 있다. 이를 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 확인하였다.

본 논문에서는 일반적인 N-way 하이브리드 전력 결합기/분배기 이론을 방사형 구조에 응용하여 포트-포트간 고립 특성이 우수하고 구조적으로 잉여 기능을 부여할 수 있는 4-way 방사형 전력 결합기/분배기를

\* 正會員, 西江大學校 電子工學科

(Dept. of Electronic Eng., Graduate School of Sogang Univ.)

接受日:1997年3月20日, 수정완료일:1997年7月26日

설계, 제작하였다.

II. 본 론

1. 4-way 방사형 전력 결합기/분배기의 등가회로 유도

이번 논문에서 제안한 4-way 방사형 전력 결합기/분배기는 기존의 Wilkinson N-way 전력 결합기/분배기의 입체적 구조를 전체적인 전기적 특성을 같게 하면서 평면형 구조로 변환시킨 것이다<sup>[1] [2] [3]</sup>.

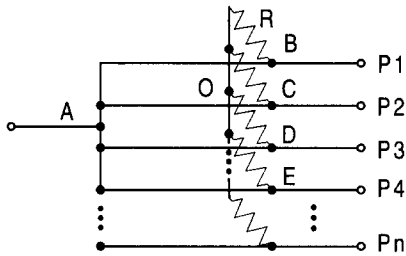


그림 1. Wilkinson N-way 전력 결합기/분배기  
Fig 1. Wilkinson N-way power combiner/divider.

그림1은 기본적인 Wilkinson N-way 전력 결합기/분배기이다. 그림 1에서 R로 표시된 차동 저항들은 출력단이 정합되어 반사파가 없는 경우에는 회로에 별다른 영향을 주지는 않는다. 그러나 만일 출력단의 비정합으로 인해 반사파가 발생한다면 이 반사파는 차동 저항들에서 소모되어 포트-포트간 고립 특성이 개선된다<sup>[1] [4]</sup>.

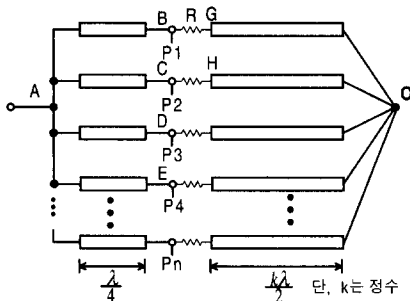


그림 2. 변형된 Wilkinson N-way 전력 결합기/분배기  
Fig 2. Modified Wilkinson N-way power combiner/divider.

공통점 O를 평면에 구현하기 위하여 전기적 특성을

그대로 유지한 그림 2와 같은 구조로 변형하였다. 그림2에서는 공통점 O를 만들어 주기 위하여 각 출력단에서 반 파장의 정수배만큼의 길이를 한 점에 연결하였다. 전송 선로상에서 어느 한 점을 반 파장의 정수배만큼 연장시켜도 그 점에서의 임피던스 조건은 동일하기 때문이다.

그림2에서 G,O,H를 연결하는 길이는  $k\lambda$ 가 된다. 이를 이용하여 그림 3(a)와 같은 일반적인 N-way 방사형 전력 결합기의 등가회로를 유도할 수 있고, 그림 3(b)와 같이 4-way 방사형 전력 결합기의 회로를 유도할 수 있다.

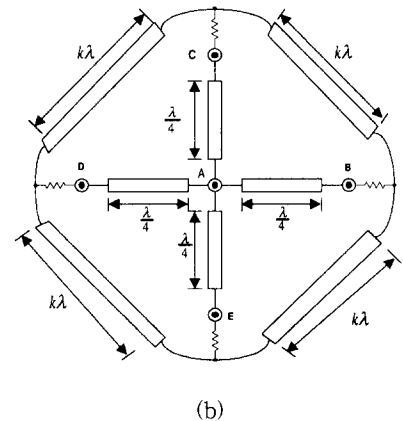
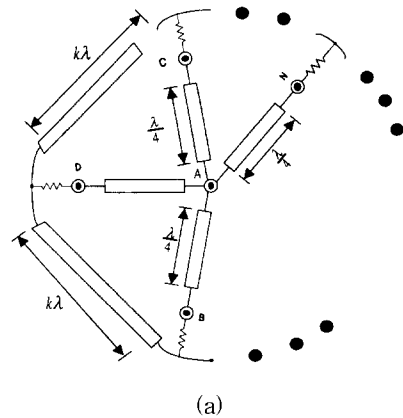


그림 3. (a) N-way 방사형 전력 결합기/분배기 (b) 4-way 방사형 전력 결합기/분배기

Fig 3. (a) N-way radial power combiner/divider. (b) N-way radial power combiner/divider.

그림 3(b)의 4-way 방사형 전력 결합기/분배기가 분배기로 동작할 때를 살펴본다. 입력단과 출력단 사이의 전송선로의 전기적 길이가  $\lambda/4$ 이면 출력단에서

비정합되어 발생한 반사파들은 그 경로차가 어느 한 출력 단에서 180°가 되므로 서로 상쇄된다. 따라서 출력 포트에서의 고립 특성이 개선된다. 단, 이 경우에 적절한 전송선로의 임피던스값과 저항값을 선택하여 반사파들의 크기가 같고 위상차가 180°차가 나도록 만들어야 한다. 그리고 차동저항에서는 전파지연이 없다고 가정한다.

2. N-way 방사형 전력 결합기/분배기 회로 해석<sup>[1]</sup>

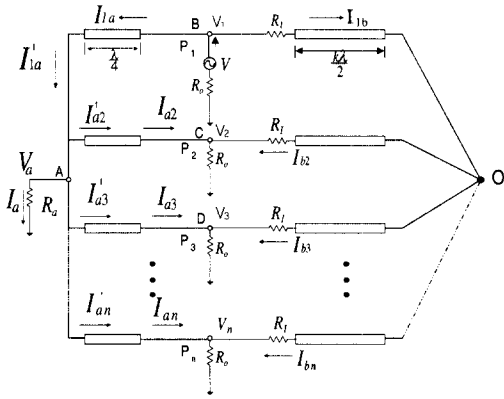


그림 4. 변형된 N-way 방사형 전력 결합기/분배기  
Fig 4. Modified N-way radial power combiner/divider.

$\theta = \pi/2$  일 때 각 전송 선로에서 ABCD행렬을 적용하여 전압과 전류에 대한 관계식을 유도해 본다. 첫번째 전송 선로:

$$V_1 = (\cos \theta) V_a + (jZ_0 \sin \theta) I'_{1a} = jI'_{1a} Z_0 \quad (1)$$

$$I_1 = (j\frac{1}{Z_0} \sin \theta) V_a + (\cos \theta) I'_{1a} = j\frac{V_a}{Z_0} \quad (2)$$

n번째 전송 선로:

$$V_a = (\cos \theta) V_n + (jZ_0 \sin \theta) I_{an} = jI_{an} Z_0 \quad (3)$$

$$I'_{an} = (j\frac{1}{Z_0} \sin \theta) V_n + (\cos \theta) I_{an} = j\frac{V_n}{Z_0} \quad (4)$$

KCL과 KVL을 적용하여 다음과 같은 회로 방정식들을 유도해 낼 수 있다.

$$I'_{1a} = \frac{V_a}{R_0} + (n-1)I'_{an} \quad (5)$$

$$I_{1a} = \frac{V_n}{R_0} - \frac{I_{1b}}{n-1} \quad (6)$$

$$V - V_1 = (I_{1b} + I_{1a})R_0 \quad (7)$$

$$V - V_n = (I_{1b} + \frac{I_{1b}}{n-1})R_0 \quad (8)$$

유도된 식에서 전류를 모두 제거하고 전압에 대한 관계식으로 표현하면,

$$V_a + j(n-1)\frac{R_0}{Z_0} V_n + j\frac{R_0}{Z_0} v_1 = 0 \quad (9)$$

$$jV_a \frac{R_0}{Z_0} + \left(1 + \frac{R_0}{nR_l}\right) V_n - \frac{R_0 V_1}{nR_l} = 0 \quad (10)$$

$$jV_a \frac{R_0}{Z_0} - \left(\frac{n-1}{n}\right) \frac{R_0}{R_l} V_n + V_1 \left(1 + \frac{R_0}{R_l} \left(\frac{n-1}{n}\right)\right) = v \quad (11)$$

가 된다.

첫째 출력단에 가해진 입력 전압이 다른 출력단에 나타나지 않아야만 포트-포트간 고립 특성이 좋은 것이다. 이를 수식적으로 나타내면  $V_n = 0$ 이 됨을 의미한다.

(식11)에  $V_n = 0$ 을 대입하여 식을 정리하면,

$$\frac{V_1}{V} = \frac{1}{1 + \left(\frac{R_0}{R_l}\right)} \quad (12)$$

$$\left(\frac{R_0}{Z_0}\right)^2 = \left(\frac{R_0}{nR_l}\right) \quad (13)$$

이 된다.

정합된 출력 어드미턴스를 갖는 출력단 노드 B에 KCL을 적용하면,

$$Y_1 V_1 = I_{1b} + I_{1a} \quad (14)$$

$$Y_1 = \frac{I_{1b} + I_{1a}}{V_1} = \left(\frac{V - V_1}{R_0}\right) \frac{1}{V_1} = \frac{1}{R_0}$$

가 된다.

(식 14)에 (식13)을 대입하여 식을 전개하면,

$$R_l = R_0 \quad (15)$$

$$Z_0 = \sqrt{n}R_0 = \sqrt{n}R_l \quad (16)$$

차동 저항  $R_l$ 가 출력단의 임피던스와 같고  $\lambda/4$  전송 선로의 임피던스가 출력단 임피던스의  $\sqrt{n}$ 배가 되면 출력단은 서로 완전히 고립되는 동시에 정합된다.

$$Z_{input} \cdot R_0 = Z_0^2 \quad (17)$$

$$\Leftrightarrow Z_{input} = \frac{Z_0^2}{R_0} \quad (18)$$

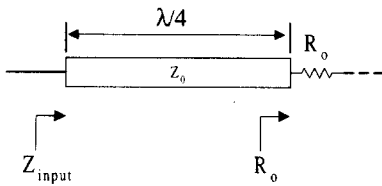


그림 5.  $\lambda/4$  임피던스 변환기  
Fig 5.  $\lambda/4$  impedance transformer.

공통 입력단에는 모두  $n$ 개의  $\lambda/4$  임피던스 변환기가 병렬로 붙어 있으므로, 공통점에서 바라다보는 입력 임피던스는

$$Z_{common\_input} = \frac{Z_{input}}{n} = \frac{Z_0^2}{nR_0} = \frac{Z_0^2}{nR_0} \quad (19)$$

가 된다. (식 19)에 를 대입하면,

$$Z_{common\_input} = R_0 \quad (20)$$

가 된다.

결국 포트-포트간 고임피던스가 만족되면 공통 입력단의 임피던스는 출력단의 임피던스와 같아지면서 자연스럽게 정합이 이루어진다.

### 3. 시뮬레이션을 통한 잉여 기능의 확인과 차동 저항의 구현

N-way 방사형 구조에서 N개의 경로 중 어느 한 전력 증폭기가 고장이 날 경우 그 경로를 스위치를 사용하여 차단한다면 (N-1) way 구조로 바뀌게 된다. 이 때 공통점에 의하여 회로 대칭성을 이루어 전체

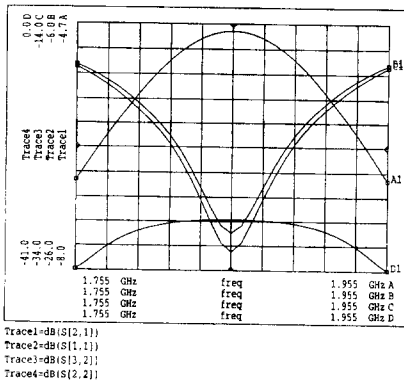


그림 6. 4-way에서 3-way로 변형된 방사형 결합기/분배기의 시뮬레이션 결과  
Fig 6. Simulation result of modified 3-way radial combiner/divider.

입,출력 정합은 유지되며 그로 인해 잉여 기능을 갖게 된다. 이때  $\lambda/4$ 전송선로의 특성 임피던스는 (식 16)에 의해 바뀐다. 그림 6은 MDS 시뮬레이션을 통하여 방사형 구조가 가지는 이러한 잉여 기능을 보여준다.

방사형 전력 결합기/분배기에서 차동 저항으로 이용되는 전력 저항은 높은 전력을 견디기 위한 구조로 인하여 기생 성분들을 지니고 있다. 실험에서 사용한 RFP 4050(마이크로 랩사의 파트 넘버 41-1007)은 40W까지 견뎌 낼 수 있는 전력 저항이다. 그림 7에 이러한 기생 성분들에 의한 인덕턴스와 캐패시턴스를 저항 등가모델에 나타냈다.

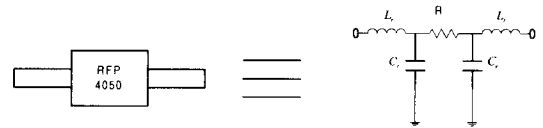


그림 7. 전력 저항의 기생성분 모델링  
Fig 7. Parasitic elements modeling of power resistor.

실제 회로에서 이러한 기생 성분들은 전송 선로의 전기적 길이 뿐만 아니라 임피던스 자체도 변화시키기 때문에 이런 성분들을 제거하지 않으면 적절한 회로 동작을 기대할 수 없다. 이러한 기생 성분들을 제거하면서 깨끗한 직렬 50Ω(저항으로 만들기 위해서 슬롯선로 구조를 이용하였다. 전자계의 감쇄식으로부터 유전율이 높을 수록 차폐 높이가 길수록 대부분의 전자계는 슬롯 선로 구조에 묶여 있어 슬롯 선로는 전송 선로로써 효과적임을 알 수 있다<sup>[5]</sup>.

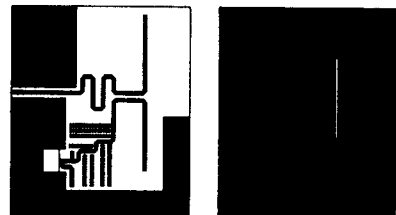


그림 8. 마이크로스트립-슬롯-마이크로스트립 전이 구조에서 정합된 전력 저항 50Ω 구현 아트 작업  
Fig. 8. The artwork of matched 50Ω power resistor realization at microstrip-slot-microstrip transition structure.

실험에서 사용된 기판은 슬롯 선로를 이용하기에는 유전율 값이 3으로 너무 작다. 따라서 실험에서는 유전율 값이 38인 세라믹을 슬롯 선로 위에 덮어 씌움

으로써 이를 극복하고자 했다<sup>[5] [6]</sup>.

본 실험에서 중심 주파수는 PCS 주파수 대역인 1840~1870 MHz에서 1855MHz이다. 대역 중심 주파수를 위와 같은 조건을 만족시키는 공동 공진 주파수가 되도록 진행하여 공동 공진기의 크기는 가로(세로) (높이가 8mm×30mm×25mm로, 슬롯 간격은1mm, 슬롯 길이는 30mm, 마이크로 스트립 선로들 사이의 간격은1.5mm로 정하였다<sup>[7]</sup>.

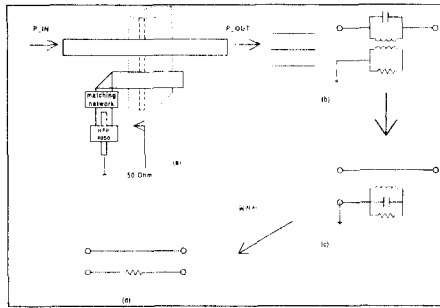


그림 9. 공진시 기생 성분을 제거한 깨끗한 50Ω(저항 구현) 과정

Fig 9. The process of realizing pure 50Ω(resistor removed parasitic elements at resonance).

그림 9에서 보듯이 공동 공진 주파수에서 인덕턴스 성분과 캐패시턴스 성분이 사라지면서 깨끗한 직렬 50ohm 저항이 전송선로에 연결되어 나타난다<sup>[8]</sup>.

4. 4-way 방사형 전력 결합기/분배기의 제작 및 성능 시험

공동 입력단으로부터 각 출력단으로 연결되는 λ/4 전송 선로에 93Ω 동축 선로를 사용하였으며 나머지 부분은 마이크로스트립 선로로 구성하였다. 입, 출력단은 기판 뒷 부분에서 컨넥터가 달린 동축 선로에 의해 만들어졌다.

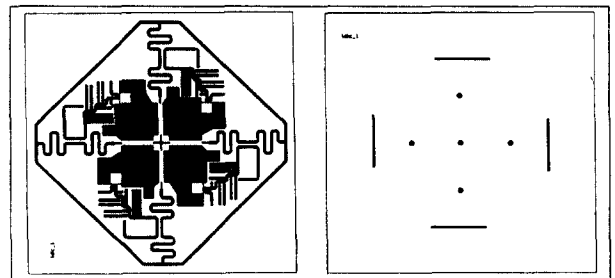
공동 입력단과 각 출력단들은 일반적으로 50Ω 시스템에 연결되어 있으므로 4-way 방사형 구조의 λ/4 전송 선로 특성 임피던스는 (식 16)에 의해 n=4, R<sub>0</sub>=50 일 때 100Ω이 되어야 한다. 그렇지만 본 실험에서는 4-way 방사형 구조에서 3-way 방사형 구조로 바뀔 수 있음을 가정하여 λ/4 전송 선로 특성 임피던스값을

$$Z_0 = \left( \frac{\sqrt{n} + \sqrt{n-1}}{2} \right) \times R_0 \quad (21)$$

(식 21)에 n=4, R<sub>0</sub>=50을 적용하여 93Ω으로 정하

였다. 사용 기판은 Taconic사의 teflon 기판으로서 유전율 3.0이며 유전체 두께는 0.5mm이고 동판 두께는 0.0175mm이다. 그림 10은 4-way 방사형 전력 결합기/분배기의 전체 기판도이다.

그림 11은 4-way 방사형 전력 결합기/분배기의 실험 결과이다. 공동 입력단(중앙 포트)에 신호 전력을 인가하여 각 출력단에서 나오는 신호 전력을 포트 순으로 나타냈다. 이 결과는 입·출력단 측정에 사용된 동축선로의 삽입손실값 -0.67dB을 포함한다.



(a) (b)

그림 10. 4-way 방사형 전력 결합기/분배기 아트작업 (a) 기판 전면도 (b) 기판 후면도

Fig 10. The artwork of 4-way radial power combiner/divider (a) top view (b) bottom view.

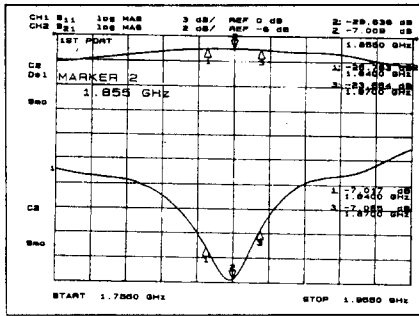
동축선로의 삽입손실을 보정한 4-way 방사형 전력 결합기/분배기 자체의 특성은 표1과 같다.

표 1. 케이블 선로 손실을 보정한 4-way 방사형 전력 결합기/분배기 실험 결과

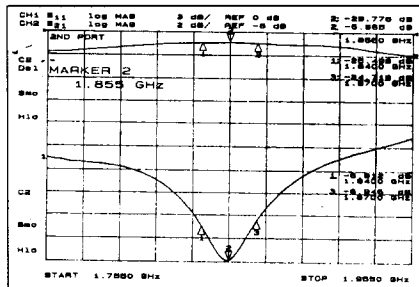
Table 1. The experimental result of 4-way radial power combiner/divider compensating for the line loss.

출력 포트	S21[dB] (각 포트의 출력 전력)			S11[dB] (각 출력 포트의 반사특성)		
	1840 [MHz]	1855 [MHz]	1870 [MHz]	1840 [MHz]	1855 [MHz]	1870 [MHz]
1st port	-6.347	-6.339	-6.415	-25.763	-29.636	-23.654
2nd port	-6.242	-6.195	-6.276	-25.498	-29.776	-24.719
3rd port	-6.375	-6.265	-6.322	-25.762	-29.832	-24.437
4th port	-6.275	-6.37	-6.551	-25.563	-30.233	-24.771

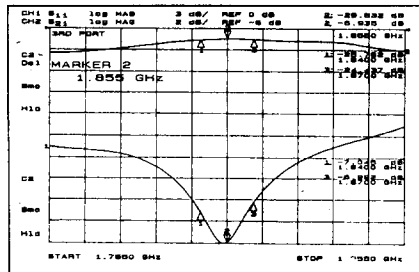
실험에서는 전력 분배기 특성만을 보았다. 이론적으로 전력 분배기 구조는 입력과 출력이 바뀌어도 가역



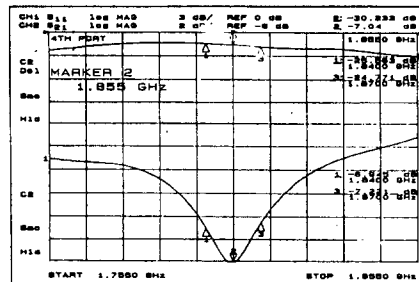
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 11. 4-way 방사형 전력 결합기/분배기 결과 (a) 첫번째 출력단 결과 (b) 두번째 출력단 결과 (c) 세번째 출력단 결과 (d) 네번째 출력단 결과

Fig 11. The result of 4-way radial power combiner/divider (a) first port output (b) second port output (c) third port output (d) fourth port output.

성 구조이므로 결합기 기능을 수행한다. 그렇지만 결합기 특성은 포트-포트 고립 특성이 최우한다. 그림 12에 4-way 방사형 전력 결합기/분배기의 포트 포트 간 고립 특성을 나타내었다.

실험 결과로부터 포트-포트간 고립 특성이 대략 -27dB, 측정된 출력단 포트에서의 반사 특성이 -30dB이다.

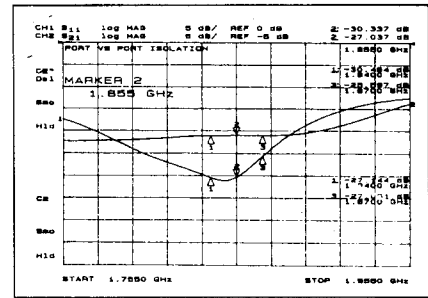


그림 12. 4-way 방사형 전력 결합기/분배기 포트-포트간 고립 특성

Fig 12. The port-port isolation characteristic of 4-way radial power combiner/divider.

### III. 결론

본 논문에서는 일반적인 N-way 하이브리드 전력 결합기/분배기의 전기적 특성을 유지하면서 포트-포트간 고립 특성이 보다 우수한 방사형 구조 전력 결합기/분배기를 PCS 대역내에서 실험하였다. 실험시 문제가 되는 직렬 연결 전력 저항(차동 저항)의 기생 성분들을 마이크로스트립-슬롯-마이크로스트립 전이 구조와 공동 공진기를 결합시켜 제거하고 공동점을 마이크로스트립 선로를 이용한 평면형 구조로 구현, 실험을 진행하여 삽입 손실이 약 -0.3 [dB], 반사 특성이 -24 [dB]가 되는 4-way 방사형 전력 결합기/분배기를 제작하였다.

실험 결과로부터 PCS 대역내(1840~1870 [MHz])에서는 사용 가능한 결과를 나타내지만 전력 결합기/분배기의 전체적인 가용 대역폭이 협소하다는 단점이 발생되었다. 이는 전력 결합기/분배기를 이루는 마이크로스트립 선로들의 주파수 의존성과 사용한 공동 공진기의 협대역 특성 때문이라 파악된다. 또한 공동점을 만들어 주기 위하여 외부에  $\lambda$ 길이로 연결되는 전송 선로의 특성 임피던스도 영향을 미친다. 전력 레벨을 고려해 이를 마이크로스트립 선폭이 넓은  $50\Omega$

특성 임피던스로 회로를 구성하였지만 이는 공통 입력 단에서 각 출력단으로 연결되는  $\lambda/4$  전송 선로의 93  $\Omega$  특성 임피던스와 불연속을 형성하여 전체적인 전력 결합기/분배기의 대역폭을 협소화시키는 작용을 한다.

향후 삽입 손실이 적고 고른 출력 전력을 보이며 보다 대역폭이 넓은 방사형 전력 결합기/분배기에 대한 연구가 계속되어져야겠다.

참 고 문 헌

[1] E. J. Wilkinson, "An N-way hybrid power divider," *IRE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-8, pp. 116-118, Jan. 1960

[2] P. W. Peterson, "N-terminal power dividers," *IRE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-9, p. 571, Nov. 1961.

[3] J. J. Taub and B. Fitzgerald, "A note on N-way hybrid power dividers," *IEEE*

*Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-12, pp. 260-261, Mar. 1964.

[4] ADEL A. M. SALEH, "Planar Electrically Symmetric n-Way Hybrid Power Dividers /Combiners," *IEEE Trans.*, vol. MTT-28, 1980, pp. 555-562.

[5] S. B. Cohn, "Slotline Field Components," *IEEE Trans.*, vol. MTT-20, 1972, pp. 172-174.

[6] S. B. Cohn, "Slot line on a dielectric substrate," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-17, pp. 768-778, oct. 1969.

[7] Schiek, B., and J. Kohler, "An Improved Microstrip-to-Microslot Transition," *IEEE Trans.*, Vol. MTT-24, 1976, pp. 231-233.

[8] Knorr, J. B., "Slotline Transitions," *IEEE Trans.*, Vol. MTT-22, 1974, pp. 548-554.

저 자 소 개



林 栽 旭(正會員)

1971년 6월 20일생. 1995년 2월 서강대학교 전자공학과 학사. 1997년 2월 서강대학교 전자공학과 석사. 1997년 2월 ~ 현재 삼성전자 무선 개발실



姜 元 泰(正會員)

1958년 3월 3일생. 1995년 8월 ~ 現在 서강대학교 전자공학과 박사과정. 1982년 2월 ~ 1988년 1월 LG 정보통신(주). 1988년 2월 ~ 현재 한국통신기술



李 相 鎬(正會員)

1969년 11월 10일생. 1996년 2월 서강대학교 전자공학과 학사. 1996년 3월 ~ 현재 서강대학교 전자공학과 석사과정

張 益 洙(正會員) 第 31 卷 A編 第 5 號 參照

현재 서강대학교 전자공학과 교수