

마이크로파대 평면형 광대역 전력분배기 설계

Design of A Microwave Planar Broadband Power Divider

박준석* · 김형석* · 안 달* · 강광용**

Jun-Seok Park* · Hyeong-Seok Kim* · Dal Ahn* · Kwang-Yong Kang**

요 약

본 논문에서는 마이크로파대 광대역 다단 평면형 전력분배기의 설계방법과 구조를 새로이 제안하였다. 제시된 마이크로파 광대역 전력분배기의 설계과정은 평면형 다단 3-포트 하이브리드와 도파관트랜스포머 설계로 구성되었다. 다단 전력분배기는 최적화된 $\lambda/4$ 트랜스포머 설계이론에 근거를 두고 있다. 두 인접 출력포트의 광대역 격리 특성을 얻기 위해, 기모드 등기회로는 저항같은 손실소자를 사용하여 정합되어야 한다. 기모드 정합소자 값을 계산하기 위한 설계공식은 단일 종단 여파기 설계이론으로부터 유도하였다. 도파관 트랜스포머단의 형상은 하우징 금속전계벽의 영향으로 인한 도파관 모드와 같은 고차 모드의 전파를 억제하기 위해 설계되었다. 따라서, 설계된 각각의 도파관 트랜스포머단에서는 제안된 마이크로파 광대역 전력분배기의 동작주파수 영역에서 모두 감쇄모드(*evanescent mode*)로 동작하여야 한다. 본 논문에서는 제안된 마이크로파 광대역 전력분배기의 검증을 위해, 다단 전력분배기의 시뮬레이션과 실험결과들을 제시하였다. 시뮬레이션과 실험결과는 다단 전력분배기의 우수한 성능을 보여준다.

Abstract

A novel multi-section power divider configuration is proposed to obtain wide-band frequency performance up to microwave frequency region. Design procedures for the proposed microwave broadband power divider are composed of a planar multi-section three-ports hybrid and a waveguide transformer design procedures. The multi-section power divider is based on design theory of the optimum quarter-wave transformer. Furthermore, in order to obtain the broadband isolation performance between the two adjacent output ports, the odd mode equivalent circuit should be matched by using the lossy element such as resistor. The derived design formula for calculating these odd mode matching elements is based on the singly terminated filter design theory. The waveguide transformer section is designed to suppress the propagation of the higher order modes such as waveguide modes due to employing the metallic electric wall. Thus, each section of the designed waveguide transformer should be operated with evanescent mode over the whole design frequency band of the proposed microwave broadband power divider. This paper presents several simulations and experimental results of multi-section power divider to show validity of the proposed microwave broadband power divider configuration. Simulation and experiment show excellent performance of multi section power divider.

Key words : Broadband power divider, Optimum quarter-wave transformer, Waveguide transformer, Waveguide mode.

* 순천향대학교 정보기술공학부(Division of Information Technology Engineering, Soonchunhyang University)

** 한국전자통신연구원 원천기술본부(Telecommunication Basic Research Lab, ETRI)

· 논문 번호 : 20010508-062

· 수정완료일자 : 2001년 5월 25일

I. 서 론

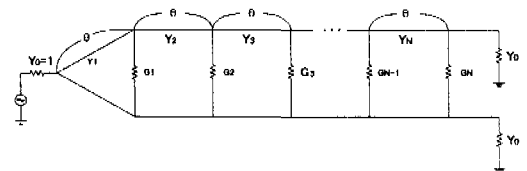
본 논문에서는 RF, 마이크로파대 및 밀리미터파 대역용 광대역 전력분배기의 구조를 제시하고 다단 전력분배기 설계 공식을 유도하였다. 전력분배기 형태로서는 3-포트 하이브리드의 일종인 윌킨슨 전력분배기에 대한 다양한 연구가 진행되어졌다^{[1]~[5]}. 이러한 윌킨슨 전력분배기는 주파수 대역 제한을 갖는 $\lambda/4$ 트랜스포머를 이용하기 때문에 역시 주파수 대역 제한을 갖는 제약이 발생한다. 따라서 이러한 동작 주파수 제한을 해결하기 위한 일환으로 다단 $\lambda/4$ 트랜스포머를 이용한 광대역 전력분배기에 대한 다양한 연구가 이루어졌다^{[3]~[5]}. 그러나 이러한 다단 $\lambda/4$ 트랜스포머를 이용하여 광대역 전력분배기를 설계할 경우, 출력 포트 사이의 격리특성 구현하기 위해서는 역시 다단의 저항 소자들을 사용하여 다단 전력분배기의 기 모드(odd mode) 증가회로에 대한 정합회로를 구현하여야 하는 설계과정이 요구된다. 본 논문에서는 단일 종단된 (singly terminated) 여파기 이론을 적용하여 이러한 기 모드(odd mode) 증가회로에 대한 정합회로를 구현하였다^{[4],[5]}. 또한 마이크로파 및 밀리미터파 대역에서 이러한 광대역 평면형 전력분배기를 설계할 경우 전력분배기의 금속성 하우징으로 인한 도파관 모드(waveguide mode)의 전파로 인하여 의사모드 전파(spurious mode propagation)가 발생하여 전력분배기 특성이 설계시의 특성에서 벗어나는 결과를 초래한다. 따라서 본 논문에서는 이러한 의사모드 전파를 발생시킬 수 있는 광대역 평면형 전력분배기의 금속성 하우징을 도파관 이론을 적용하여 도파관 모드가 감쇄되어 전파할 수 없도록 트랜스포머 형태로 설계한다.

본 논문에서 제시한 광대역 전력분배기 구조와 설계방법의 타당성을 입증하기 위하여 다양한 리플 특성을 갖는 광대역 전력분배기를 설계하고, 그 특성을 시뮬레이션 하였고, 마이크로파대역의 4-octave 대역특성을 갖는 광대역 전력분배기를 설계, 제작하여 그 특성을 측정하였다.

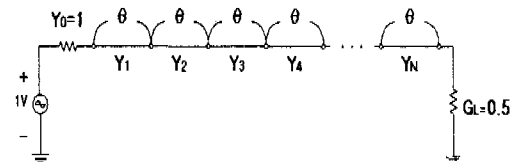
II. 설계 이론

그림 1은 제안된 광대역 다단 전력분배기의 등가회로와 우기(even/odd) 모드의 증가회로를 나타낸다. 그림 1(b)에 나타낸 3-포트 광대역 전력분배기의 우 모드 증가회로는 100Ω 의 종단 임피던스를 갖는 다단 $\lambda/4$ 트랜스포머 회로와 동일하다. 따라서 다단 전력분배기의 각 단의 전송선로의 특성 이미턴스 값은 주어진 입·출력 종단임피던스에 대하여 최적화된 다단 $\lambda/4$ 트랜스포머의 설계이론을 적용하여 구할 수 있다^[6]. 그림 1(c)에 나타낸 기 모드 증가회로의 병렬 컨덕턴스 값의 결정은 전력분배기의 기 모드 증가회로에 대한 정합회로의 구현 문제에 해당된다. 전력분배기의 기 모드 증가회로에서 입력단의 종단조건이 단락회로이고 따라서 기 모드 증가회로에 대한 정합회로는 단락된 부하 임피던스에 대한 50Ω 입력 임피던스로의 정합회로를 구현하는 것으로 본 논문에서는 단일 종단된 필터 이론을 적용하여 이러한 전력분배기의 기 모드 증가회로의 정합을 위한 병렬 컨덕턴스의 설계 공식을 유도하였다^{[4],[5]}.

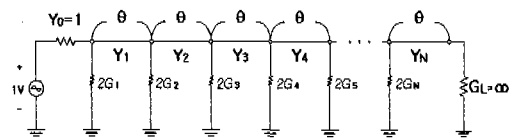
이러한 다단 전력분배기에 대한 단락된 부하 임



(a) 다단 전력 분배기의 증가회로



(b) 다단 전력 분배기 우 모드 증가회로



(c) 다단 전력 분배기 기 모드 증가회로

그림 1. 다단 3단자 전력 분배기

피던스를 갖는 기 모드 등가회로에 대한 정합회로를 구현하기 위하여 그림 2(a)에 나타난 다단 전력분배기의 기 모드 회로에 대응하여 단일 종단 저역통과 원형여파기의 리액티브 소자를 모두 손실 소자인 저항으로 대체한 새로운 단일 종단된 원형회로를 그림 2(b)에 나타내었다. 다단 전압분배기의 기 모드 정합회로의 설계 공식을 유도하기 전에 우선 그림 2(b)에 나타난 단일 종단된 저항성(resistive) 원형여파기의 구현 가능성을 살펴볼 필요가 있다. 리액티브 소자로 구성된 단일 종단된 저역통과 원형여파기가 구현 가능할 때 단락된 부하 측에서 1Ω의 저항 값으로 종단된 소스 쪽으로 바라본 1-포트 이미턴스 함수는 다음과 같은 식으로 표현되고, 이 리액티브 회로가 구현 가능하려면, 식 (1)에 나타난 이미턴스 함수는 양실수(positive real)함수이어야 한다. 식 (2)는 동일한 종단조건에서 단일 종단 저역통과 여파기의 기 모드 리액티브 소자가 저항으로 대체된 회로의 1-포트 이미턴스 함수를 나타낸다. 일단 이 이미턴스 함수가 양실수(positive real)함수이어서, 이 이미턴스 함수로 표현된 리액티브 소자로 구성된 단일 종단 저역통과 원형여파기가 구현 가능하면, 저항성 소자로 구성된 회로의 1-포트 이미턴스 함수 또한 양실수(positive real)함수 조건을 만족하게 되고 따라서 단일 종단된 저역통과 여파기의 리액티브 소자를 모두 저항성 소자로 대체한 회로 역시 구현 가능하게 된다.

$$K(s) = \frac{P(s)}{Q(s)} \Big|_{s=j\omega} = \frac{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s^1 + a_0}{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s^1 + b_0} \Big|_{s=j\omega} \quad (1)$$

$$K(s) = \frac{P(s)}{Q(s)} \Big|_{s=\sigma} = \frac{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s^1 + a_0}{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s^1 + b_0} \Big|_{s=\sigma} \quad (2)$$

다단 전압분배기의 기 모드 정합회로의 설계 공식을 유도하기 위해서 그림 2에 나타난 두 회로의 종단 컨덕턴스를 각각 $g_{N+1} = \infty$ 와 $G_L = \infty$ 로 나타내고, 그림 2(a)에서 모든 어드미턴스 값을 소스 컨덕턴스 레벨로 정규화 시키면 이때의 그림 2(a)에 나타난 다단 전력분배기의 기 모드 등가회로에 대한 입력 어드미턴스는 아래 식 (3)과 같이 표현된다.

$$Y_{in} = 2G_1 + \frac{Y_1^2}{2G_2 + \frac{Y_2^2}{2G_3 + \frac{Y_3^2}{2G_4 + \dots + \frac{Y_{N-1}^2}{2G_N}}} \quad (3)$$

그리고 동일한 조건에서 그림 2(b)에 나타난 저항성 소자로 구성된 단일 종단 저역통과 원형여파기 회로의 입력 어드미턴스는 아래 식 (4)와 같이 표현된다.

$$Y_{in} = \frac{1}{g_1} + \frac{1}{g_2 + \frac{1}{g_3 + \frac{1}{g_4 + \dots + \frac{1}{g_{N-1} + \frac{1}{g_N}}}}} \quad (4)$$

여기서의 $g_0, g_1, g_2, \dots, g_N$ 은 단일 종단된 체비셰프 저역통과 원형여파기의 소자 값이다^[7]. 다단 전력분배기의 우수한 격리 특성을 위해 그림 2(a)에서 보여준 무한대의 종단 어드미턴스를 갖는 기 모드 등가회로의 입력 어드미턴스는 이미 우 모드 등가회로에서 결정된 전송선로의 특성어드미턴스값에 대하여 전원에 정합이 되어야 한다. 즉 이미 결정된 우 모드 회로에서의 전송선로 특성어드미턴스값에 대하여 그림 2(a)에 나타난 병렬 저항소자를 사용하여 입력 어드미턴스가 정규화된 소스 어드미턴스에 정합되도록 이 저항소자 값들을 결정하여야 한다. 단일 종단된 저항성 저역통과 원형여파기의 입력

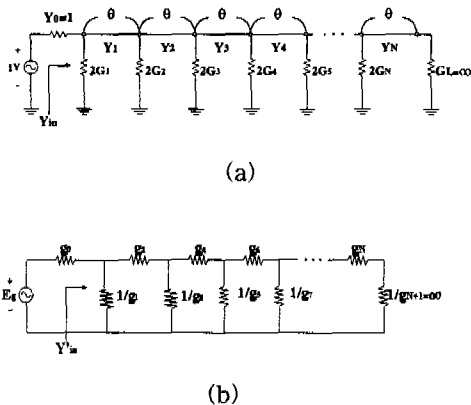


그림 2. (a) 다단 전력 분배기의 기모드 등가 회로
(b) 단일종단 1-포트 저항 회로

어드미턴스는 정규화된 소스 축의 어드미턴스에 정합되도록 이미 그 원형여파기 소자 값이 결정되어 있으므로, 그림 2(a)에 나타난 다단 전력분배기의 병렬 저항 소자값은 식 (3)과 식 (4)의 등가관계로부터 유도될 수 있다. 식 (3)과 식 (4) 사이의 등가관계식을 유도하기 위하여 식 (3)을 다음과 같은 번분수 형태로 수정하고, 식 (5)의 각 항과 식 (3)의 각 항의 대응관계로부터 식 (6)에 나타난 다단 전력분배기의 병렬 저항 소자 값을 유도할 수 있다.

$$Y_{in} = 2G_1 + \frac{1}{\frac{2G_2}{Y_1^2} + \frac{1}{\frac{2G_3 Y_2^2}{Y_2^2} + \frac{1}{\frac{2G_4 Y_3^2}{Y_1^2 Y_3^2} + \dots} + \dots + \frac{Y_{N-1}^2 Y_{N-3}^2 \dots Y_2^2}{2G_N U_{N-2}^2 Y_{N-4}^2 \dots Y_1^2}} \quad (5)$$

$$G_1 = \frac{1}{2g_1}, \quad G_2 = \frac{Y_1^2 g_2}{2},$$

$$G_3 = \frac{Y_2^2 g_3}{2Y_1^2}, \quad \dots,$$

$$G_N = \frac{Y_{N-1}^2 Y_{N-3}^2 \dots Y_3^2 Y_1^2 g_N}{2Y_{N-2}^2 Y_{N-4}^2 \dots Y_2^2} \quad \text{for } N = \text{짝수}$$

$$G_N = \frac{Y_{N-1}^2 Y_{N-3}^2 \dots Y_4^2 Y_2^2 g_N}{2Y_{N-2}^2 Y_{N-4}^2 \dots Y_1^2} \quad \text{for } N = \text{홀수}$$

식 (6)에 나타난 다단 전력분배기의 컨덕턴스 공식은 식 (7)에 나타난 반복적(recursive) 형태로 나타낼 수 있다.

$$G_1 = \frac{1}{2g_1} \quad \text{and} \quad G_i = \frac{Y_{i-1}^2 g_{i-1} g_i}{2G_{i-1}},$$

where $i=2, 3, \dots, N$ (7)

III. 설계 예

본 논문에서 유도된 다단 전력분배기의 일반화된 설계공식의 타당성을 보이기 위해서 중심 주파수가 3 GHz인 3단, 7단 전력 분배기를 설계하여 그 특성을 시뮬레이션 하였다.

그림 3은 $\lambda/4$ 트랜스포머의 리플이 0.05 dB일 때 저항의 값을 각각 0.5 dB, 0.1 dB, 0.05 dB인 리

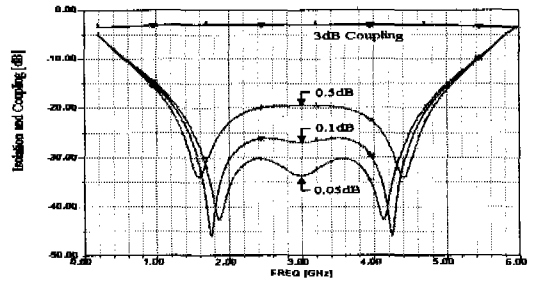


그림 3. 3단 전력분배기의 리플에 따른 격리특성 비교

표 1. 3단 전력분배기의 설계 결과

Ripple level	R_1	R_2	R_3
0.05 dB	87.942 ohm	203.55 ohm	578.97 ohm
0.1 dB	103.16 ohm	184.09 ohm	563.88 ohm
1.0 dB	159.63 ohm	153.83 ohm	584.68 ohm
Characteristic impedance of transformer			
Ripple level	Z_1	Z_2	Z_3
0.05 dB	83.42 ohm	70.77 ohm	60.04 ohm

플 조건에서 구하여 다단 전력분배기의 격리 특성을 비교한 결과를 나타낸다. 표 1에 3단 전력분배기의 각 설계 파라미터에 대한 설계결과를 나타내었다. 그림 3에 나타난 바와 같이 다단 전력분배기의 기 모드 등가회로의 정합특성을 나타내는 출력포트 사이의 격리 특성이 기 모드 정합회로 저항값을 구하는데 사용된 단일 중단된 저역통과 원형여파기의 소자값에 대한 리플 값이 작을수록 개선됨을 알 수 있다. 즉 다단 전력분배기의 기 모드 등가회로의 정합특성이 개선될수록 다단 전력분배기의 격리 특성이 개선된다.

그림 4와 그림 5는 설계된 3단 및 7단 전력분배

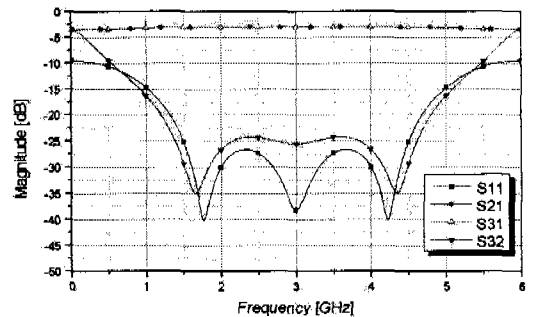


그림 4. 3단 전력 분배기의 EM-시뮬레이션 결과

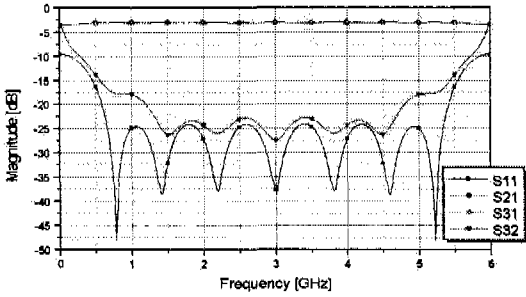


그림 5. 7단 전력 분배기의 EM-시뮬레이션 결과

기에 대한 EM-시뮬레이션 결과를 나타낸다. 설계된 다단 전력분배기의 EM-시뮬레이션에는 Ansoft 사의 HFSS v8.0을 사용하였다.

IV. 마이크로파대 광대역 전력분배기 설계이론 및 설계 예

본 논문에서 유도된 다단 전력분배기에 대한 일반화된 설계 공식을 이용하여 마이크로파대 평면형 3단 광대역 전력분배기를 설계하였다. 설계된 3단 광대역 전력분배기는 5 GHz ~ 20 GHz의 4-octave의 동작 주파수 영역을 갖고 우 모드 및 기 모드 동작 특성을 나타내는 전송선로의 특성 임피던스와 병렬 저항소자는 0.05 dB 리플을 갖도록 설계하였다. 그림 6은 설계된 마이크로파대 광대역 전력분배기의 레이아웃을 나타낸다. 그림 6에 나타난 전력분배기의 금속 하우징은 마이크로파 주파수 대역에서 도파관 모드의 전파를 발생시켜 광대역 전력분배기의 동작 주파수 영역 내에서 이 도파관 모드의 전파에 의한 의사응답 특성을 초래하게 된다. 그림 7은 설계된 3단 전력분배기의 EM-시뮬레이션 결과를

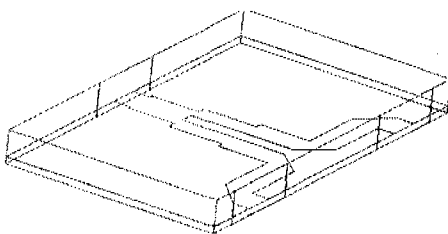


그림 6. 설계된 마이크로파대 광대역 전력분배기의 레이아웃

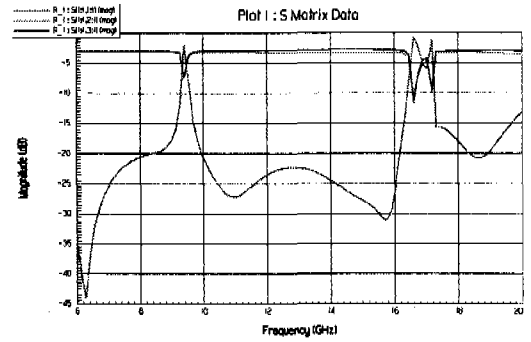


그림 7. 설계된 3단 전력분배기의 EM-시뮬레이션 결과

나타낸다.

그림 7은 이러한 도파관 모드의 전파에 의한 의사응답 특성, 즉 “spike”에 의해 전력분배기의 주파수 특성이 원래 설계 사양에서 벗어남을 나타낸다. 이러한 도파관 모드의 전파에 의한 “spike”의 발생을 억제하기 위해서는 광대역 전력분배기의 하우징 설계시 이러한 도파관 모드의 전파에 대한 고려가 필요하다. 즉, 전력분배기의 금속성 하우징을 구형 도파관 전송선로 문제로 다루어, 하우징에 의한 도파관 모드들이 다단 전력분배기의 동작주파수 영역에서 모두 감쇄모드(evanescent mode)로 동작하게끔 하우징의 치수를 결정하여야 한다. 본 논문에서는 이러한 다단 광대역 전력분배기의 하우징을 감쇄모드 다단 도파관 트랜스포머로 다음과 같은 조건이 만족되도록 하우징 치수를 결정하였다. 도파관내의 주 모드(dominant mode)인 TE₁₀모드의 관내파장 λ_g는

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}} \quad (8)$$

이고, 여기서 λ는 자유공간에서의 파장이고 a는 도파관의 가로방향의 폭이다. 주어진 도파관 치수와 주파수 영역에서 TE₁₀모드가 감쇄모드이면 모든 고차모드 또한 감쇄모드가 되므로 TE₁₀모드가 감쇄모드로 동작하게끔 도파관의 치수를 정하면 도파관 모드의 전파로 인한 “spike”의 발생은 억제될 수 있다.

그림 8은 도파관 모드의 전파에 의한 “spike”의 발생이 억제된 마이크로파대 광대역 다단 전력분배기의 레이아웃을 나타낸다. 그림 8에 나타난 것처럼

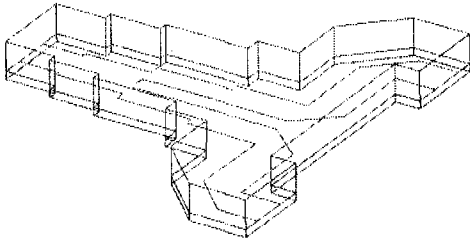


그림 8. 도파관 모드가 억제된 마이크로파대 광대역 다단 전력분배기의 레이아웃

전력분배기의 평면형 다단 전력분배기 전송선로단의 폭이 증가하고 있으므로 하우징에 해당하는 도파관의 폭을 균일하게 결정할 수 없다. 따라서 다단 도파관 트랜스포머의 형태로 하우징의 치수를 결정하고 하우징의 모든 단의 폭을 도파관 모드가 전력분배기의 동작 주파수 영역에서 감쇄모드로 동작하게끔 결정하였다. 결과적으로 결정된 하우징 치수에 의한 도파관 모드의 차단 주파수는 전력분배기의 입·출력단에서 가장 높으며, 따라서 설계된 광대역 다단 전력결합기 구조에서 "spike"특성을 억제하는데 있어서 입·출력단의 하우징 치수가 결정적인 역할을 한다.

그림 9는 그림 8과 같이 기하학적 구조를 바꾸어 수치 시뮬레이션한 결과이다. 그림에서 알 수 있듯이 그림 7에서 보여진 "spike"가 억제되었음을 잘 나타내고 있다. 그림 10은 실제 제작된 마이크로파대 3단 광대역 평면형 전력분배기에 대한 측정결과를 나타낸다. 실제 제작에 사용된 기판은 유전율 2.2에 두께 20mil인 ROGERS사의 RT/duroid 5880을 사용하였다. 또한 본 논문에서 설계된 다단 전력분

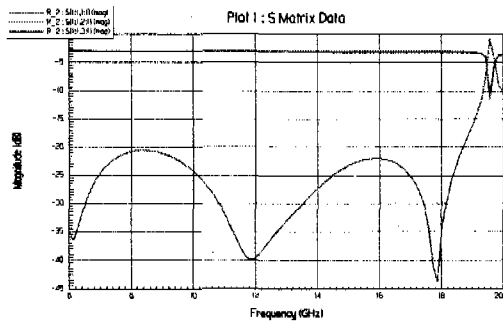


그림 9. 3단 전력분배기의 EM-시뮬레이션 결과

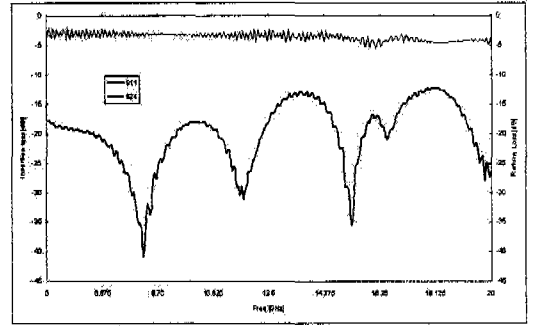


그림 10. 제작된 3단 전력 분배기의 측정 결과

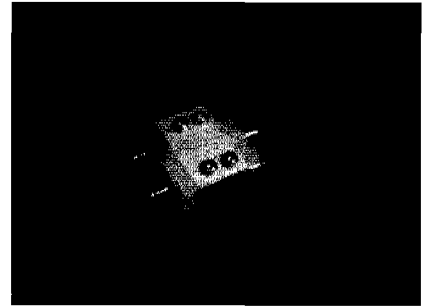


그림 11. 실제 제작된 3단 전력 분배기

배기의 격리특성을 위한 병렬 저항소자로서 일반 RF 저항이 아닌 고가의 마이크로파대 저항을 사용하여야 한다. 그러나 이러한 마이크로파대 저항은 고가이며 저항소자값이 다양하지 않다. 따라서 이러한 점을 고려하여 본 논문에서는 3단 전력분배기 구조에서 두 전송선로가 병렬로 구성된 초단의 전송선로단을 초단 특성 임피던스의 병렬 특성 임피던스 값으로 단일 $\lambda/4$ 트랜스포머로 구현하여 사용 저항소자 수를 줄일 수 있었다. 그러나 설계된 마이크로파 저항소자를 구하기 어려워 전력분배기의 격리특성은 측정하지 못하고 회로 시뮬레이션을 통하여만 확인할 수 있었다.

V. 결 론

본 논문에서는 RF, 마이크로파대 및 밀리미터파 대역용 광대역 전력분배기의 구조를 제시하고 다단 전력분배기의 설계를 위한 일반화된 설계공식을 유도하였다. 금속성 하우징으로 인한 도파관 모드의

전파로 인하여 의사모드 전파가 발생하여 전력분배기 특성이 설계시의 특성에서 벗어나는 결과를 초래한다. 따라서 본 논문에서는 이러한 의사모드 전파를 발생시킬 수 있는 광대역 평면형 전력분배기의 금속성 하우징을 도파관 이론을 적용하여 도파관 모드가 감쇄되어 전파할 수 없도록 트랜스포머 형태로 설계하였다. 다양한 리플 특성을 갖는 광대역 전력분배기에 대한 설계 및 시뮬레이션 그리고 마이크로파대역의 4-octave 대역특성을 갖는 광대역 전력분배기를 설계, 제작하고 특성측정을 통하여 본 논문에서 유도된 다단 전력분배기의 설계 공식의 타당성을 입증하였다. 마이크로파대 다단 광대역 전력분배기의 금속성 하우징으로 인하여 도파관 모드의 전파 발생으로 전력분배기의 주파수 특성이 악화된다. 이를 개선하기 위해 동작 주파수 영역에서 모든 도파관 모드가 감쇄모드로 동작하게끔 하우징의 치수를 결정할 때, 본 논문에서는 하우징을 순수 구형 도파관 전송선로로 간주하여 그 치수를 결정하였다. 그러나 더욱 개선된 주파수 특성을 얻기 위해서는 도파관, 즉 하우징에 마이크로 스트립 선로가 존재하는 경우에 대한 도파관 모드의 고유치(eigen value)를 전자장 수치해석 과정을 거쳐 도파관 모드가 감쇄모드로 동작되는 정확한 하우징의 치수를 결정하는 과정이 요구된다.

참 고 문 헌

[1] E. J. Wilkinson, "An N-way hybrid power

divider," *IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-8, pp. 116-118, January, 1960.

[2] A. A. M. Saleh, "Planar electrically symmetric n-way hybrid power dividers/combiners," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-28, no. 6, pp.555-563, June, 1980.

[3] S. B. Cohn, "A class of broadband three-port TEM -mode hybrids," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-16, no. 2, pp. 110-116, February, 1968.

[4] S. B. Cohn, "Optimum design of stepped transmission-line transformers," *IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-3, pp. 16-21, April, 1955.

[5] Lee, C. Kim, K. Choi, J.S. Park, and D. Ahn, "A general design formula of multi-section power divider based on singly terminated filter design theory," *2001 International Microwave Symposium at Phoenix*, vol. 2, May, 2001.

[6] 성정현, 김호섭, 박준석, 안달, 강광용, "단일중단 여파기를 이용한 다단 전력분배기 설계," *2001년도 춘계 마이크로파 및 전파학술대회*, pp. 233-236, 5월 12일, 2001년.

[7] G. L. Matthaei, Leo Young and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance Matching Networks and Coupling Structures*, Artech House, pp. 104-108, 1980.

박 준 석



1969년 8월 12일생
1996년 2월: 국민대학교 전자공학과(공학박사)
1997년~1998년: UCLA Post Doc.
1998년 3월~현재: 순천향대학교 정보기술공학부 교수
[주 관심분야] RF 회로설계 및 모

텔링

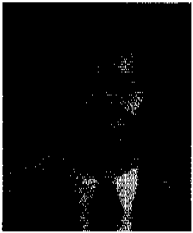
안 달



1961년 10월 15일생
1990년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학박사)
1990~1992년: 한국전자통신연구소 선임연구원
1992년 9월~현재: 순천향대학교 정보기술공학부 교수

[주 관심분야] RF & Micro-wave 수동 소자 설계

김 형 석



1962년 10월 9일생
1990년 8월: 서울대학교 전기공학과(공학박사)
1990년 3월~현재: 순천향대학교 정보기술공학부 교수
1997년~1998년: R.P.I. 방문교수
[주 관심분야] 전자장수치해석, 초

고주파 소자 해석 및 설계, 상용소프트웨어 교육 및 교육용 프로그램 개발

강 광 응



1951년 10월 3일생
1988년 2월: 부산대학교 물리학과 (이학박사)
1989년 3월~현재 : 한국전자통신연구원 정보통신원천기술연구소 책임연구원

[주 관심분야] 고온초전도 마이크로파 수동 소자 제작, 산화물 에피박막 성장 및 강유전체 박막형 통신소자 구현