

동축-원추-방사형 선로변환에 의한 마이크로파 전력분할/합성기의 광대역 설계

논문

60-7-14

Design of a Broadband Microwave Power Divider/Combiner using Coaxial-Conical-Radial Transmission Line Conversion

최영규*
(Young-Kyu Choi)

Abstract-A coaxial-conical-radial transmission line conversion circuits have been investigated to realize a low loss high performance microwave power divider/combiner. In order to optimize the characteristics of the device, the power divider/combiner was designed separately with two parts-the inner part and the outer part. Utilizing the rectangular approximation of the outer part, we can design the low loss device which is not affected by the partition number N of the outer part. The small return loss which is lower than 20dB was obtained on the frequency range of 5.15GHz(7.45~12.60GHz). A conical connector was employed for smooth connection between the central coaxial line and the outer radial line. Making use of the 47° and 90° 2-stage conical connector, the return loss lower than 30dB was obtained on the operating frequency range of 5GHz. The total return loss of the designed divider/combiner was lower than 20dB on the frequency range of 5GHz for the partition number $N=11$, $N=12$ and $N=16$.

Key Words : Power divider/combiner, Microwave amplifie, Conical-radial conversion, Ansoft HFSS,

1. 서론

고체형 전력증폭기는 FET등을 이용한 전력증폭기로서 진행파관 증폭기와 같이 지상 마이크로파 장치, 위성통신 지구국, 위성탑재 증계기 등에 널리 활용되고 있다. 고체형 전력증폭기는 소형, 고신뢰성 등의 뛰어난 장점이 있으나 파워의 측면에서 각 개체 소자의 출력이 아주 작다는 단점도 있다. 따라서 필요한 크기의 출력을 얻으려면 여러 개 소자의 합성이 필요하여 다양한 출력 합성법이 연구되고 있다[1,2]. 전력증폭에 가장 적합한 방법은 원신호를 일단 분할하여 각각의 신호를 증폭한 후 합성하는 것이다. 이 방법은 출력전력의 최대치가 합성한 수만큼 커지므로 합성수를 늘린 만큼 쉽게 고출력을 얻을 수 있다. 여기에 다분기의 전력 분할/합성기가 필요하게 되며 이러한 소자에는 저손실, 광대역, 고내전력, 높은 아이솔레이션의 특성이 요구된다. 입체 회로로 구성되는 전력 분할/합성기는 저손실 및 고내전력의 특성이 필요하므로 구형 도파관을 이용한 구조[3-7]나 원통형의 공동을 가지는 구조가 검토되어 왔다. 특히, 원통형의 공동 구조는 한 번에 다분할이 가능하고, 분할된 신호는 모두 등진폭, 동위상이 되므로 전력분할-증폭-합성계의 구축에 매우 적합하다[8]. 특히, 원통 공동의 중심부에 동축-원추형-방사형 선로 변환부를 가지는 구조는 중심부와 주변부와를 나눠서 설계하면 최적설계가 가능하게 되어 광대역 특성의 분할

/합성기를 구성할 수 있다. 그러나 지금까지의 설계 방법에서는 동축-원추형 선로 변환부의 설계에 시행착오적 방법으로 소자 구조의 파라미터를 최적화하였기 때문에 다양한 응용 분야의 요구(주파수, 분할수, 크기의 변화)에 유연하게 대처할 수 없었다. 본 논문에서는 고출력 마이크로파 고체 증폭기의 개발을 목적으로 설계 주파수 10GHz에서 광대역 전력 분할/합성기의 설계를 시도하였다. 먼저, 주변부에 대해서 분할수에 의존하지 않는 설계에 대하여 수치해석의 결과를 통하여 살펴보았다. 또 소자 중심부의 방사형 선로의 높이에 따른 소자 특성에 대한 영향과 최적 설계를 확립하기 위한 조건에 대하여 검토하였다. 끝으로 설계된 주변부와 중심부를 접속한 분할/합성기에 대하여 분할수의 변화에 따른 소자의 특성에 대하여 고찰하였다.

2. 전력 분할/합성기의 기본구성

원통 공동의 중심에 동축-원추-방사(코니컬-레이디얼)형 선로 변환부를 갖는 전력 분할/합성기의 기본구조를 그림 1에 보였다. 분할기로 동작시키는 경우 신호는 중심에 있는 동축포트로 입력한다. 입력된 신호는 원통 공동 내부를 원통파적으로 중심에서 퍼지면서 전파되어 주변부에 배치된 동축 포트에서 분할된 신호가 출력된다. 주변부의 포트는 반경 r_p 의 원주상에 같은 간격으로 공동 내부에 삽입되므로 분할된 신호는 모두 등진폭, 동위상이 된다. 입력된 신호는 공동 내부를 원통파적으로 중심을 향해 전파되어 중심의 동축포트에서 합성된 신호가 출력된다. 즉, 원통형 공동은 평행 평판형 도선으로 구성된 방사형 선로처럼 동작한다. 분할

* 정 회 원 : 신라대 공대 전자공학과 교수 공박

E-mail : ykchoi@silla.ac.kr

접수일자 : 2011년 1월 21일

최종완료 : 2011년 6월 14일

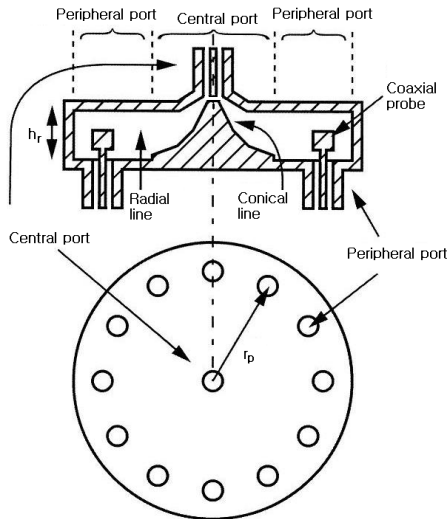


그림 1 동축-원추형-방사형 선로변환 전력분할/합성기 구조
 Fig. 1 Structure of coaxial-conical-radial transmission line conversion power divider/combiner

/합성기는 동축선로에서 방사형 선로로 변환하는 중심부와 단락된 방사형 선로 중에 동축 프로브를 삽입한 주변부를 접속한 구성으로 생각할 수 있다. 중심부 및 주변부가 각각 넓은 주파수에 걸쳐 반사가 작다면 이를 접속하여 이루어진 방사형 선로는 한 방향으로만 파동이 전파되어 반사파가 없어진다. 따라서 본 논문에서는 중심부 및 주변부를 각각 개별적으로 광대역에 걸쳐서 반사가 작아지도록 설계하여 양쪽의 구조를 접속한 형태로 분할/합성기를 구성하였다. 특히, 중심부에서는 동축선로를 직접 방사형 선로로 변환하는 것이 아니라 원추형으로 구성된 선로를 통하여 변환한다. 원추형 선로를 통하여 서서히 휘도록 하면 전파 방향이 90° 다른 동축선로에서 방사형 선로로 변환할 때 광대역에 걸쳐 반사를 줄일 수 있다. 또, 중심부 부근은 전자계 강도가 강하지만 급속히 예각으로 되는 부분이 감소되어 과도한 전계 집중이 없어지므로 내전력성 또한 높아질 것으로 생각된다.

방사형 선로의 높이 h_r 의 결정은 설계하는 주파수대에서 TEM과만 전파되도록 높이 방향에 대한 고차모드의 컷오프를 고려할 필요가 있다. 방사형 선로 높이 방향의 고차모드 중 가장 낮은 컷오프 주파수는 $f_c = c/2h_r$ 이 된다. 또, 이러한 방사형 선로의 높이는 중심부의 크기에도 관계한다. 본 논문에서는 X밴드의 구형 도파관 규격을 바탕으로 $h_r = 10.2mm$ 의 경우에 대해 검토하였다. 고차모드의 컷오프 주파수 f_c 는 $h_r = 10.2mm$ 로 한 경우 14.7GHz 이다. 입출력의 동축선로는 SMA 접전규격의 크기로 하여 도체 내부의 직경 1.27mm, 외부도체 직경 4.12mm로 동축선로 내에는 비유전율 2.0의 유전체로 계산 하였다. 설계에 필요한 전자계의 해석은 Ansoft사의 3차원 전자계시뮬레이터 HFSS를 이용하였다.

3. 주변부의 설계

3.1 장방형 근사를 이용한 설계

주변부는 종단이 단락된 방사형 선로 내부에 동축 프로브

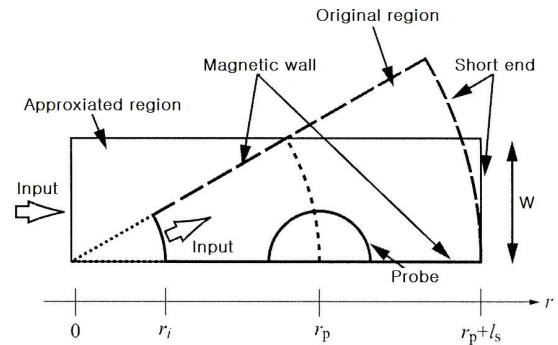
를 삽입한 구조이다. 주변부의 설계는 구조의 대칭성에서 그림 2처럼 부채형 원주 부분이 해석의 대상이다. 이 부채형의 영역은 분할수 N 이 많아지면 부채형의 중심각이 작아지므로 장방형에 가깝게 된다. 따라서 그림 2(a)처럼 해석영역을 부채형에서 장방형으로 근사할 수 있다. 즉, 원래의 선형영역 대칭면(경계조건의 자기벽)을 평행으로 하고 입사면과 단락된 종단을 평면으로 하였다. 장방형의 폭 W 는 인접하는 프로브 사이의 거리의 절반, 즉

$$W = \frac{\pi}{N} r_p \quad (1)$$

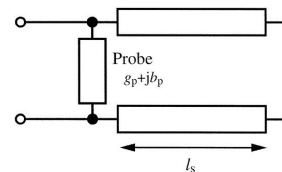
로 된다. 이러한 근사를 하면 분할수에 의존하지 않는 주변부의 설계가 가능하다. 중심부는 축대칭의 구조이므로 분할수와 관계없는 설계가 가능하다. 따라서 해석영역의 장방형 근사가 좋은 한 주어진 분할수 N 에 대해서 중심축에서 프로브까지의 거리 r_p 를

$$r_p = \frac{W}{\pi} N \quad (2)$$

로 하면 분할/합성기로서 분할수에 의존하지 않는 설계가 가능하다. 그림 2(a)처럼 장방형으로 근사하면 방사형 선로는 TEM모드에 대응하는 등가회로로 그림 2(b)처럼 나타낼 수 있다. 프로브 및 입출력 동축선로의 지름이 파장에 비해서 작은 경우는 동축 프로브는 병렬소자만의 근사적 표현으로 나타낼 수 있다.



(a) 장방형 근사



(b) 등가회로

그림 2 장방형 근사와 프로브의 등가회로 표현

Fig. 2 Rectangular approximation of the simulation region and equivalent circuit of the probe

따라서 단락된 전송선로 중에 프로브를 나타내는 등가 어드미턴스 소자가 병렬로 접속된 회로로 된다. 주변부의 정합

조건은 프로브의 등가 어드미턴스와 프로브에서 단락판을 들여다 본 어드미턴스의 합이 프로브 위치에서의 평행판 선로의 특성임피던스와 같아지는 것이다. 동축 프로브의 규격화 어드미턴스를 $g_p + jb_p$ 라 하면

$$g_p = 1, b_p = \cot(\beta l_s) \tag{3}$$

이다. 여기서 β 는 TEM모드의 전파정수, l_s 는 프로브에서 단락판까지의 거리이다. 즉, 프로브의 규격화 컨덕턴스를 1, 서셉턴스를 단락판의 서셉턴스로 상쇄시키면 무반사로 된다.

3.2 설계된 구조의 특성

장방형으로 근사된 주변부의 해석모델을 그림 3에 보였다. 동축 프로브의 형상은 길이 d_n 까지의 SMA 접전의 도체 내의 직경과 같은 굵기로 하였다. 두껍게 되어 있는 부분의 직경을 D , 프로브가 삽입된 전체 길이를 d_p 로 하였다. 프로브를 두껍게 하는 이유는 어드미턴스 값의 주파수에 대한 변화가 작아져서 광대역화에 유리하기 때문이다. 또, 삽입 직후의 프로브의 직경을 가늘게 하는 것으로 두껍게 된 프로브와

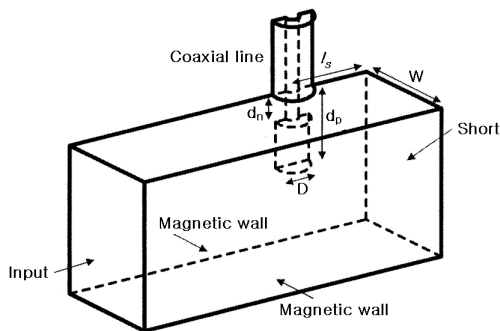


그림 3 장방형 근사 영역의 실제 구조
Fig. 3 Real structure of the rectangular approximation region

출력포트의 동축 선로의 외부 도체가 근접하는 것을 막아 내 전력성의 악화를 저감시켰다. 해석모델에서 자기벽간의 거리, 즉, 인접 프로브간의 거리의 절반의 값 W 는 분할기/합성기에서 분기 포트 사이의 아이솔레이션 특성에 관계한다. 프로브간의 거리가 좁으면 인접 포트사이의 아이솔레이션 특성이 나빠지며, 역으로 넓으면 중심부 포트를 끼운 대면 포트 간의 아이솔레이션이 나빠지는 특징이 있다. 여기서, $W=5.25mm$, 즉 인접 프로브간의 거리가 $10.55mm$ 에 대해서 해석하였다. 여기서 방사형 선로의 높이는 $h_r=10.2mm$ 로 하고, 설계 주파수인 10GHz에서 (3), (4)식을 만족하는 프로브의 구조를 구하였다. 프로브의 어드미턴스 $g_p + jb_p$ 는 프로브와 단락판과의 거리를 3/4파장으로 설정하고 평행 평판 선로상의 프로브 위치에서 본 어드미턴스를 전자계 해석으로 계산하였다. 실제의 해석에서는 입력면을 프로브에서 충분히 떨어진 거리로 하는 것으로 고차모드의 영향을 억제하였다. 프로브와 단락판과의 거리를 1/4파장이 아니라 3/4파장으로 하는 것도 고차모드의 영향을 억제하여 TEM모드에 대한

어드미턴스를 구하기 위해서다. 10GHz에 있어서 (3),(4)식을 만족하는 프로브의 규격은 복잡하지만 프로브의 어드미턴스의 주파수특성을 구하여 될 수 있는 대로 넓은 범위에서 (3), (4)식을 근사적으로 만족하도록 치수를 정하였다. 표 1에 설계한 프로브의 구조와 10GHz에서의 어드미턴스의 값을 보였다. 또, 그림 4에 설계한 프로브의 주파수 특성을 나타냈다. 10GHz의 서셉턴스 값에서 프로브와 단락판과의 거리 $l_s=6.10mm$ 로 되나, 이론치로 (3),(4)식의 우변을 그림 4에 점선으로 나타냈다.

표 1 설계된 주변부의 치수 ($W=5.25mm, h_r=10.2mm$)

Table 1 The size of the outer part

| d_n [mm] | D [mm] | d_p [mm] | $g_n + jb_p$ |
|------------|----------|------------|--------------|
| 2.60 | 4.80 | 5.30 | 1.00+j0.30 |

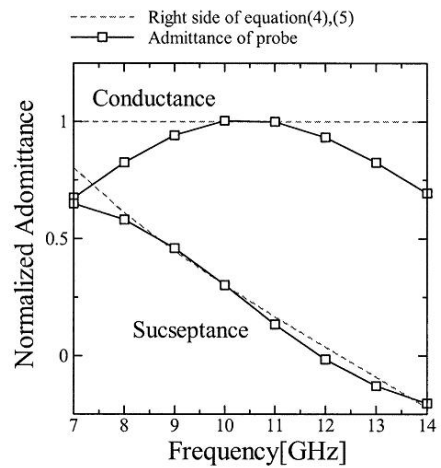


그림 4 설계된 프로브의 어드미턴스 주파수 특성
Fig. 4 Frequency characteristics of the probe admittance

프로브의 어드미턴스가 광대역에 걸쳐서 이론치의 곡선과 일치하고 있다. 설계한 프로브의 어드미턴스를 이용하여 그림 2(b)의 등가회로에 의해 계산한 주변부의 반사계수를 그림 5에 보였다. 그림 5에는 설계된 구조를 가진 주변부를 전자계 해석하여 구한 반사계수도 같이 나타냈다. 이 두 결과는 완전히 일치하지는 않고 실제의 구조에서는 설계 주파수인 10GHz에서 반사가 최소로 되어 있지 않다. 이것은 프로브와 단락판과의 거리 l_s 가 가깝기 때문에 고차모드의 영향이 약간 있기 때문으로 판단된다. 그러나 전체적인 경향은 등가회로를 이용하는 것으로 보기 좋은 주변부 설계가 가능한 것으로 나타났다. 프로브의 크기를 고정하고 l_s 만을 변화시키면서 광대역의 특성을 나타내는 주변부를 계산하였다. $l_s=6.50mm$ 의 경우 반사가 20dB 이하로 되는 주파수대역 B_p 은 5.15GHz(7.45~12.60GHz)로 설계 주파수 10GHz를 중심으로 광대역의 특성을 보이고 있다.

4. 중심부(동축-원추-방사형 선로 변환부)의 설계

중심부는 동축-원추형-방사형 선로 변환부로서 전파 방향이 90° 달라지는 요소를 갖는다. 선로 변환부는 광대역에

걸쳐서 반사를 최소화시킬 필요가 있기 때문에 진행 방향이 서서히 휘어지는 구조가 필요하다. 원추형 도체의 각도가 서로 다른 다단 선로를 삽입하면 파동의 진행 방향이 서서히 변하여 반사를 줄일 수 있다. 반사는 주로 각 선로의 접속 부분에서 발생하므로 변환부의 반사가 작도록 해야 한다. 그림 6에 동축-원추형 선로 변환부를 보였다. 2단 구조에서 1단은 그림 6(a)로 하고, 2단은 90도에 대하여 원추형 선로 각도로 47°로 하였다. 또, 1단의 원추형 선로의 높이에 따라 반사의 위상관계로 걸러지는 주파수가 결정되므로 여기서는 1단의

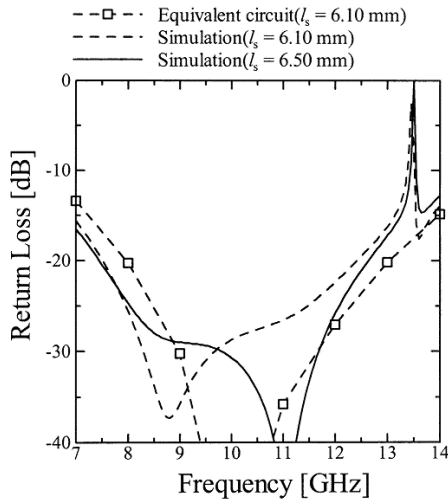


그림 5 주변부의 반사특성
Fig. 5 Return loss of the outer part.

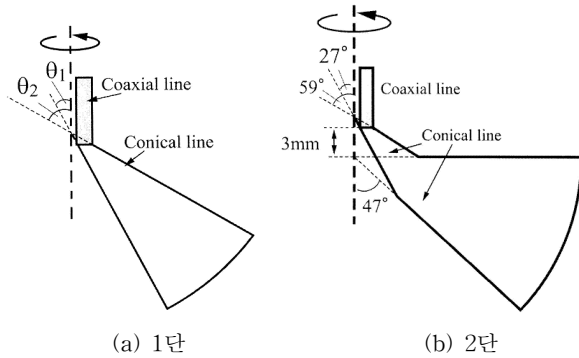


그림 6 동축-원추형 선로 변환 구조
Fig. 6 Geometrical structure of the coaxial-conical conversion

원추형 선로의 높이를 3mm로 하였다. 원추형 선로의 특성 임피던스는 원추상 도체의 각도에 의해

$$Z_{oc} = \frac{\eta}{2\pi} \left[\frac{\cot(\theta_1/2)}{\cot(\theta_2/2)} \right], \quad \eta = \sqrt{\mu/\epsilon} \quad (7)$$

로 되는데, 이것을 동축선로의 특성임피던스와 같은 50Ω이 되도록 정합을 취하였다. 원추형 선로의 종단을 전파 임피던스로 정합시켜 전자계 해석을 실시한 결과를 그림 7에 보였

다. 동축선로에서 직접 원추의 각도를 47°, 90°로 한 경우와 원추형 선로를 2단으로 하는 것을 비교하여 나타냈다. 그림 7의 결과는 휘어지는 각도를 완만한 것일수록 반사가 작아져서 -30dB 정도 이하로 줄어드는 것을 알 수 있다. 원추-방사형 선로 변환부의 설계에서 반사를 줄이기 위해서는 방사형 선로의 특성임피던스를 고려한 설계가 필요하다. 방사형 선로의 특성임피던스는 반경 r 과 높이 h_r 을 이용하여

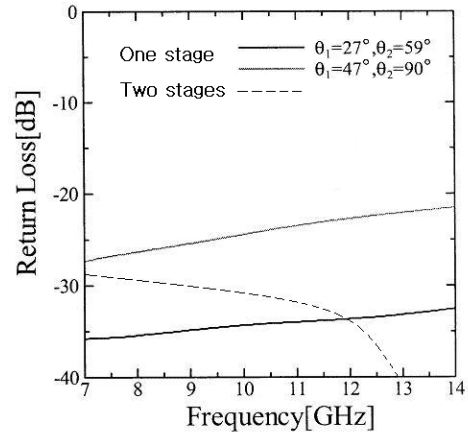


그림 7 동축-원추형 선로의 반사특성
Fig. 7 Return loss characteristics of the coaxial-conical conversion transmission line

$$Z_{or} = \frac{\eta h_r}{2\pi r} \frac{H_0^{(2)}(\beta_g r)}{-jH_1^{(2)}(\beta_g r)} \quad (8)$$

로 표현된다. 여기서, β_g 는 방사형 선로의 전파정수, $H_n^{(2)}(x)$ 는 n 차의 노이만함수이다. 방사형 선로의 특성임피던스는 중심축에 가까울수록 실수부, 허수부 둘 다 큰 값을 취하면서 반경 r 에 거의 반비례한다. 방사형 선로의 특성임피던스를 고려할 경우 그림 8에 보인 것처럼 평판에 대한 각도 47°를 주어 50Ω으로 한 원추형 선로와의 접속점을 이용하였다. 접속점은 원추형 선로와 방사형 선로 각각의 중심선을 접점으로 하였다. 접속점에서 방사형 선로의 특성임피던스를 스미스차트 상에서 확인해 보면 접속점의 위치는 $h_r = 10.2mm$ 에서 $r = 14.05mm$ 이었다. 방사형 선로의 높이가 낮아질수록, 또 주파수가 낮을수록 특성임피던스가 50Ω에서 벗어나서 실수부는 작아지고 허수부가 커진다. 이 때문에 방사형 선로의 높이가 낮은 경우에는 50Ω의 원추형 선로와 정합을 취하기 어렵게 된다. 따라서 방사형 선로의 높이에 따라 설계 방법을 다르게 할 필요가 있다.

5. 분할기/합성기의 특성

광대역 설계한 주변부와 중심부를 접속하여 분할/합성기를 구성하였다. 주변부의 장방형 근사 정도의 관계로 주변부는 6분할 이상의 분할 합성기에 적용할 수 있다. 그러나 주변 프로브의 배치원의 반경 r_p 는 중심부의 크기보다 크게 해야 한다. 방사형 선로의 높이를 낮게 함으로써 중심부의

크기도 작게 할 수 있으므로 작은 분할수에서도 설계가 가능하다. 설계한 중심부의 크기와 주변부의 폭 $W=5.25mm$ 로 하였을 때의 최소 분할수 N_{min} 을 표 2에 보였다.

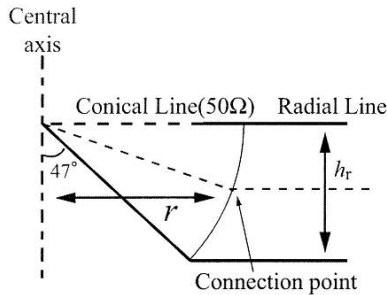


그림 8 원추형-방사형 선로 변환부의 중심선 맞춤
Fig. 8 A lineup of the center of the conical-radial conversion

분할수가 많은 설계는 (3)식에 따라서 배치원의 반경 r_p 를 크게 하는 것으로 제한 없이 할 수 있다. 분할/합성기를 구성할 때는 설계한 주변부와 중심부와의 위상관계, 즉, 중심부와 주변부와의 거리에 의해 각 분할수의 특성이 결정된다. 앞에서 설명한 중심부는 방사형 선로의 높이가 높은 경우에 광대역에 걸쳐서 반사가 -30dB 이하로 양호한 특성을 나타내고 있으므로 분할수에 의존하지 않는 설계를 할 수 있다. 여기서는 $W=5.25mm$ 의 주변부를 이용하였을 때 분할수에 따른 주변 프로브의 배치 원의 반경 r_p 를 표 3에 보였다. 높이 h_r 에 따른 최소 분할수는 주변포트의 동축선로와 중심 부분의 끝이 겹치므로 제외하고, 설계 가능한 분할수는 $N_{min}+1$ 이상으로 하였다. 또, 분할수가 많은 경우로서 12, 16분할에 대해서도 나타났다.

표 2 중심부 크기와 최소 분할수

Table 2 The maximum radius and the minimum partition number N

| h_r [mm] | 중심부 최대 반경[mm] | 최소 분할수 N_{min} |
|------------|---------------|------------------|
| 10.2 | 15.38 | 10 |

표 3 분할수 N과 주변 프로브의 반경의 관계

Table 3 The radiuses of edge probe according to the partition number N

| 분할수 N | r_p [mm] | B_r [GHz] ($h_r = 10.2mm$) |
|-------|------------|--------------------------------|
| 6 | 10.03 | - |
| 11 | 18.38 | 4.85 |
| 12 | 20.05 | 5.40 |
| 16 | 26.74 | 4.80 |

$h_r = 10.2mm$ 일 때 11, 12, 16의 각 분할수를 가진 분할/합성기의 특성을 해석한 결과를 그림 9에 보였다. 반사가 -20dB 이하로 되는 주파수 B_r 를 표 3에 더하여 보인 것처럼 4.80GHz 이상의 광대역성을 나타내고 있다. 중심부의 반사가 광대역에 걸쳐서 -30dB 이하이므로 분할기로 하였을 때에도 분할수에 의존하지 않는 광대역특성을 나타내며, 분할수에 의한 특성의 분균일성도 거의 없는 결과를 얻었다.

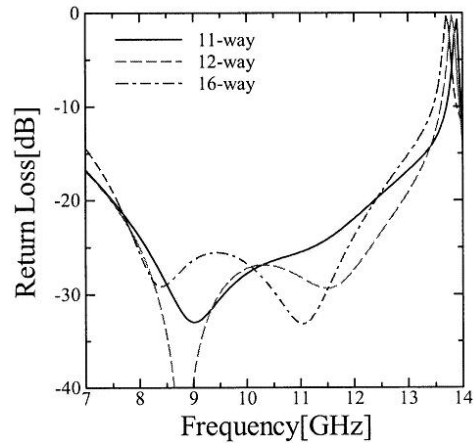


그림 9 분할수에 의한 반사특성
Fig. 9 Return loss characteristics by means of the partition number N

6. 결론

고출력 마이크로파 고체 증폭기의 실현에 필요한 저손실, 광대역 전력 분할/합성기의 설계를 검토하였다. 이 전력분할/합성기는 방사형 선로를 기본으로 하였다. 중심부는 동축-원추형-방사형 선로 변환기로서 주변부에는 단락된 방사형 선로에 동축 프로브를 삽입하였다.

먼저, 주변부에는 해석영역에 장방형 근사를 실시하여 분할수에 의존하지 않는 설계를 하였다. 주변 프로브는 어드미턴스의 주파수특성 계산에 의해 주변부로서 보다 더 넓은 광대역이 되도록 하였다. 설계된 주변부는 설계 주파수 10GHz에 대해서 반사가 -20dB 이하로 되는 대역이 좁은 경우에도 41.5%로 광대역의 특성을 얻을 수 있었다. 중심부는 동축선로와 방사형 선로 사이에 원추형 선로를 삽입하는 것으로 전파 방향을 서서히 변화시키는 방법으로 광대역 특성을 얻었다. 방사형 선로의 특성임피던스와의 관계에 의해 방사형 선로의 높이가 $h_r = 10.2mm$ 인 경우에 대한 설계를 실시하였다. 방사형 선로가 비교적 높은 경우에는 특성임피던스가 50Ω으로 되는 2단의 원추형 선로로 변환하여 최종단을 부착하는 방법으로 광대역에 걸쳐서 반사가 -30dB 이하로 되는 변환부의 설계가 가능하였다. 설계된 주변부와 중심부를 접속하여서 6분할 이상의 분할수로 비대역이 47.5% 이상으로 분할수와 관계없이 넓은 대역을 갖는 분할/합성기를 구성하였다. 이후로는 소형화 및 고성능화를 위하여 방사형 선로의 높이가 낮은 경우와 아이솔레이션 비율이 높고 균질한 설계에 대한 연구를 진행할 필요가 있다.

참고 문헌

[1] K. J. Russell, "Microwave Power Combining Techniques," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. Mtt-27, no5, pp.472-478, May 1979.
[2] K. Chang and C. Sun, " Millimeter Wave Power Combining Techniques," IEEE Trans. Micriwave

- Theory Tech., vol. MTT-31, no. 2, pp. 91-107, Feb. 1983.
- [3] A. Sanada, K. Fukui and S. Nogi, "A Waveguide Type Power Divider/Combiner of Double-Ladder Multiple-port Structure," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 42, no.7, pp. 1154-1161, Jul. 1994.
- [4] A. Sanada, K. Fukui, S. Nogi and M. Sanagi, "Traveling-Wave Microwave Power Divider Composed of Reflection-less Dividing Units," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 43, no.1, pp. 14-20, Jan. 1995.
- [5] M. Kishihara, I. Ohta, T. Kawai and K. Yamane, "An Integration Design of Comport E-plane waveguide Power Dividers with very Flat Power-split," 2002 Asia-Pacific Microwave Conf, Proc., vol.3, pp. 1417-1420, Nov. 2002.
- [6] G. W. Swift and D. I. Stones, "A Comprehensive Design Technique for the Radia Wave Power Combiner," 1988 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., vol.1, pp. 279-281, May 1988.
- [7] H. Matsumura, "Analysis of a Microwave Power Amplifier using a Combiner/Divider with Circular Cavities," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 38, no.7, pp. 928-933, Jul. 1990.
- [8] M. E. Bialkowski and V. P. Wavis, "Electromagnetic Model of a Planar Radial-Waveguide Divider/Combiner Incorporating Probes," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 41, no. 6/7, pp. 1126-1134, Jun./Jul. 1993.

저 자 소 개



최 영 규(崔 泳 圭)

1982년 중앙대학교 전자공학과 학사
1988년 교토대학(일본)대학원 전자공학
졸업(석사), 1992년 동 대학원 공학박사,
1992년~1995년 국립 후쿠이대학 (일본)
전자공학과 전임강사, 1998년~현재 신
라대학교 공과대학 전자공학과 교수
Tel : 051-999-5622
E-mail : ykchoi@silla.ac.kr