

동축-원추-방사형 전력분할/합성기의 중심부 높이에 따른 최적설계와 아이솔레이션 특성 향상

논문
60-9-14

On the Optimization of the Coaxial-Conical-Radial Type Power Divider/Combiner and the Improvement of Isolation Characteristics

최영규*
(Young-Kyu Choi)

Abstract - In order to realize a high performance(low loss, high isolation) microwave power divider/combiner, we have designed the power combiner/divider precisely in accordance with the different height of central part. In the case of the high central part of the height of $h_r=10.2$, a compensating part of the conical line is inserted in the conical conversion transmission line, and in the case of low central part of the height of $h_r=5.0$, the conical conversion transmission line is remodeled into the 2-stage bend structure. In both case, the reflection characteristics are improved to 30dB over the operating frequency range of 5GHz bandwidth. A resistance is inserted between the peripheral ports so as to try to improve the isolation characteristics of the device. For the 16-divider/combiner, the isolation characteristics are improved to 10dB over the operating frequency range of 5GHz bandwidth.

Key Words : Microwave power divider/combiner, Radial-conical-radiation conversion, Isolation

1. 서론

고체형 전력증폭기는 초소형, 고정밀, 고신뢰성 등 장점이 많지만 출력이 작다는 것이 단점이다. 따라서 용도에 맞는 고출력을 얻으려면 여러 소자의 출력 합성이 필요하다[1-3]. 전력증폭은 다분기 전력분할/합성기를 이용하여 신호를 분할하고 이것을 각각 증폭한 후 다시 합성하는데, 이러한 분할/합성기에는 저손실, 광대역, 고내전력, 높은 아이솔레이션의 특성이 요구된다[4-8]. 특히, 원통형의 공동구조를 가지는 분할/합성기는 한 번에 다분할이 가능하고 분할된 신호가 모두 등진폭, 동위상이 되므로 전력분할-증폭-합성기의 구축에 매우 유리하다[9-12]. 본 논문에서는 동축-원추-방사형 전력분할/합성기의 중심부 방사형 선로를 높이에 따라 구분하는 정밀설계에 의한 선로변환 구조의 개선으로 전력분할/합성기의 손실, 대역, 내전력, 아이솔레이션 등의 개선을 시도하였다. 그림 1은 계산에 이용한 동축-원추-방사형 선로변환 전력분할/합성기의 기본구조이다. 주변부의 프로브는 반경 r_p 의 원주 상에 같은 간격으로 공동 내부에 삽입하므로 분할된 신호는 모두 같은 진폭과 같은 위상이 된다. 중심부와 주변부가 모두 광대역에 걸쳐서 반사가 작아지도록 설계하면 이를 접속한 방사형 선로에도 한쪽 방향으로만 전파하는 파동이 존재하고 반사파는 없어진다. 이 때 동축선로와 방사형 선로 사이에 원추형 선로를 삽입하여 중심부를

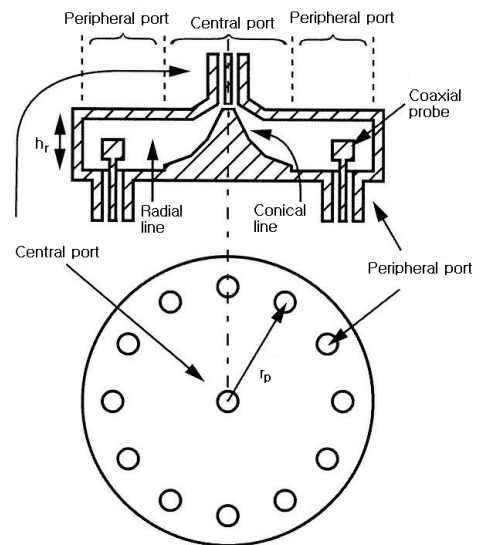


그림 1 동축-원추-방사형 선로변환 전력분할/합성의 구조
Fig. 1 Structure of coaxial-conical-radial transmission line conversion power divider/combiner

설계하면 파면이 서서히 구부러지므로 광대역에 걸쳐서 반사가 줄어들 뿐 아니라, 중심부의 높은 전자계 강도에도 금속의 예각 부분이 없는 구조가 되므로 전계가 분산되어 내전력성이 높아진다. 방사형 선로의 높이의 결정에는 설계하는 주파수대에서 TEM파만 전파되도록 높이 방향에 대한 고차모드의 컷오프 주파수를 고려해야 한다. 본 논문에서는

* 정 회 원 : 신라대 공대 전자공학과 교수 · 공박
E-mail : ykchoi@silla.ac.kr
접수일자 : 2011년 4월 26일
최종완료 : 2011년 8월 29일

X밴드에서 구형 도파관의 규격을 기본으로 하는 높이 $h_r = 10.2\text{mm}$ 와 소자의 소형화를 위해 $h_r = 5.0\text{mm}$ 의 두 가지 경우에 대해 높이에 따라 다른 변환회로를 설계하여 수치해석을 하였다.

한편, 분할기로 동작할 때 방사형 선로를 원통파로 전파되는 과정은 동위상으로 주변부 포트에 도달하여 수직방향의 전계를 발생시킨다. 이 때 주변부 포트들 사이에 저항을 삽입하면 수평방향의 전계에 저항이 작용하므로 저항에서의 손실은 없고 분할특성에도 영향을 미치지 않는다. 따라서 인접 포트들 사이의 거리를 근접시켜 저항을 삽입한 후 아이솔레이션 특성에 미치는 영향을 계산하였다. 전자계 계산에 필요한 수치해석은 Ansoft사의 3차원 전자계시뮬레이터 HFSS를 이용하였다.

2. 높이에 따른 중심부 변환 선로의 설계

2.1 기본설계

동축 선로와 방사형 선로 사이에 원추상 도체로 된 각도가 서로 다른 다단의 원추형 선로를 삽입하면 전파 방향을 서서히 구부릴 수 있다. 반사가 발생하는 곳은 주로 서로 다른 선로가 만나는 접합부이므로 각 선로의 접합부에서 반사가 작아지도록 해야 한다. 원추-방사형 선로 변환부의 설계에서 반사를 줄이기 위해서는 방사형 선로의 특성임피던스를 고려할 필요가 있다. 방사형 선로의 특성임피던스는 중심축에서의 반경 r 과 방사형 선로의 높이 h_r 를 이용하여

$$Z_{or} = \frac{\eta h_r H_0^{(2)}(\beta_g r)}{2\pi r - jH_1^{(2)}(\beta_g r)} \quad (1)$$

로 주어진다. 여기서, β_g 는 방사형 선로의 전파정수, $H_n^{(2)}(x)$ 는 n 차 노이만함수이다. 방사형 선로의 특성임피던스는 중심축에 가까울수록 실수부와 허수부가 둘 다 큰 값을 취하게 되고, 반경 r 에 거의 반비례한다. 방사형 선로의 특성임피던스를 생각할 경우 그림 2에 보인 것처럼 평판에 대한 각도 47° 를 주어 50Ω 으로 한 원추형 선로와의 접속점을 이용하였다. 접속점은 원추형 선로와 방사형 선로 각각에 대해 중심선을 접점으로 하였다. 접속점에서 방사형 선로의 특성임피던스를 스미스차트(그림 3)에서 확인해 보면 접속점의 위치는 $h_r = 5.0\text{mm}$ 에서 $r = 6.89\text{mm}$, $h_r = 10.2\text{mm}$ 에서 $r = 14.05\text{mm}$ 가 되었다. 방사형 선로의 높이가 낮을수록, 또 주파수가 낮

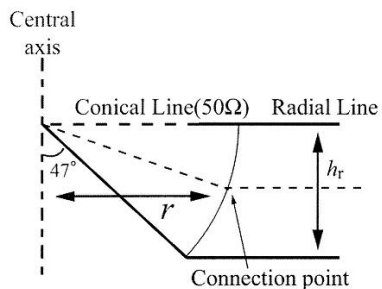
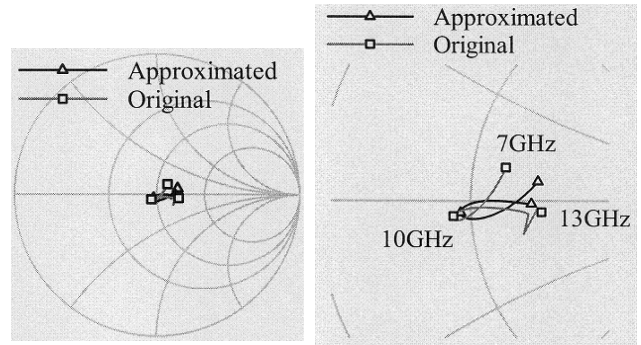


그림 2 원추형-방사형 선로 변환부의 중심선 맞춤
Fig. 2 Lineup of the center of the conical-radial conversion

을수록 특성임피던스는 50Ω 에서 벗어나서 실수부는 작아지고 허수부는 커졌다. 이 때문에 방사형 선로의 높이가 낮은 경우에는 50Ω 의 원추형 선로와 정합을 취하기가 어려워진다. 따라서 방사형 선로는 높이에 따라서 설계방법을 다르게 해야 한다.



(a) 스미스차트 전도 (b) 중심부의 확대도

그림 3 부채형과 장방형 근사의 주변부 반사계수 비교
Fig. 3 Comparison of reflection coefficient between the fan-shaped side area and rectangular-shaped side area

2.2 방사형 선로의 높이가 높은 경우

방사형 선로의 높이가 높은 경우는 50Ω 의 원추형 선로인 그림 2의 1단의 원추형 선로에 방사형 선로를 접속하여 그림 4와 같은 선로 변환부를 구성하였다. $h_r = 10.2\text{mm}$ 의 방사형 선로를 그대로 접속한 경우 반사특성의 계산결과를 그림 5에 굵은 점선으로 보였다. 반사는 원추형 선로와 방사형 선로의 접속 부분에서 많이 일어나게 된다. 그러므로 전파 방향이 완만해지도록 아래쪽 원추상 도체에 최종단(굵은 점선)을 부착하였다. 최종단의 각도는 2단 원추형 선로의 중심선과 68.5° , 높이 3.0mm 로 하였다. $h_r = 10.2\text{mm}$ 에서 최종단을 부착한 후의 계산결과를 그림 5에 굵은 선으로 나타냈다. 최종단을 부착한 결과 광대역에 걸쳐서 반사가 -30dB 이하로 되어 선로 변환부로서 충분히 만족한 결과를 얻을 수 있었다.

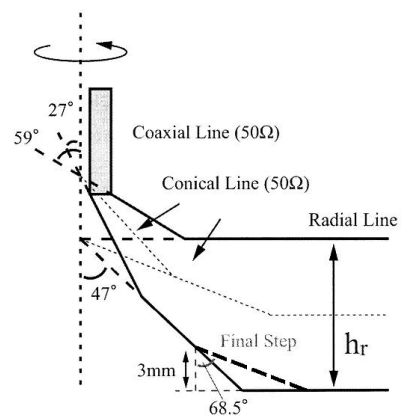


그림 4 동축-방사형 선로의 변환부 구조
Fig. 4 The structure of the conversion area for the coaxial-radial shape transmission line

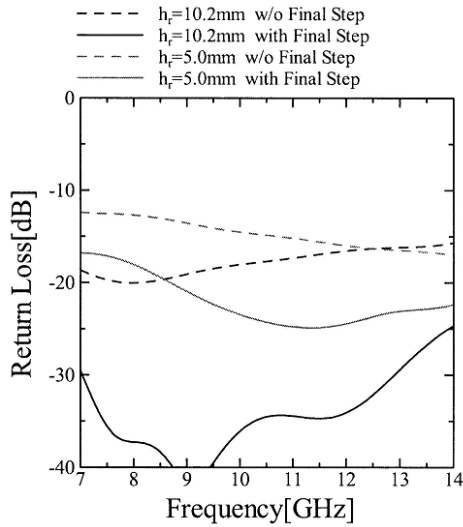


그림 5 반사특성
Fig. 5 Reflection characteristics

2.3 방사형 선로의 높이가 낮은 경우

그림 5의 가는 선(점선:최종단 없음, 실선:최종단 있음)은 높이가 낮은 $h_r = 5.0\text{mm}$ 에 대한 결과이다. 높이가 낮을 때는 최종단을 부착하여도 높은 경우처럼 반사가 억제되지 않았다. 이것은 앞에서 설명한 것처럼 방사형 선로의 특성임피던스, 특히 허수부의 값이 크기 때문이다. 따라서 방사형 선로와 50Ω의 원추형 선로의 정합을 위해 그림 6(a)처럼 원추형 선로를 2단으로 하여 특성임피던스가 서로 다른 정합용 선로를 접속하였다. 그림 6(b)는 보정된 회로의 등가회로 표현이다. 1단의 원추형 선로는 50Ω으로 동축선로와 정합을 취하고 있으므로 2단의 원추형 선로에서 오른쪽을 들여다 본 임피던스가 50Ω으로 되면 회로 전체가 정합된다. 즉, 정합용 원추형 선로의 특성임피던스를 Z_c , 길이 l_c , 원추형 선로의 특성임피던스 Z_r 을 이용하여

$$50 = Z_c \frac{Z_r + jZ_c \tan(\beta l)}{Z_c + jZ_r \tan(\beta l)} \quad (2)$$

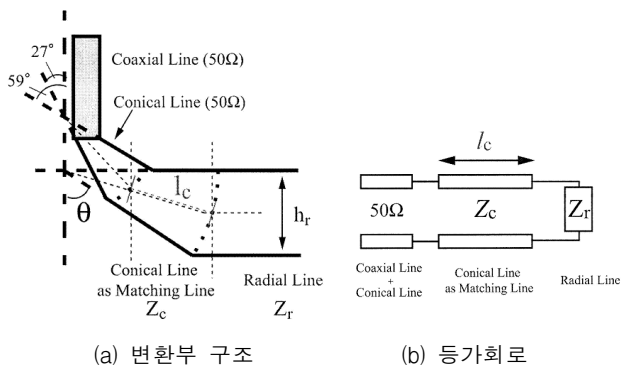


그림 6 정합용 선로를 삽입한 변환부 구조와 등가회로
Fig. 6 Conversion area structure of the transmission line inserted for matching and equivalent circuit.

를 만족해야 한다. 여기서 원추형 선로의 특성임피던스는

$$Z_{oc} = \frac{\eta}{2\pi} \ln \left[\frac{\cot(\theta_1/2)}{\cot(\theta_2/2)} \right], \eta = \sqrt{\mu/\epsilon} \quad (3)$$

로 주어지고(단, 2단의 원추형 선로의 위쪽 도체는 평판이라 하고 $\theta_2 = 90^\circ$), 방사형 선로의 특성임피던스는 (1)식으로 주어진다. 방사형 선로의 특성임피던스를 2개의 선로의 중심선의 접속점으로 하면, 반경 r 은 원추상 도체의 정각 θ 와 방사형 선로의 높이를 이용하여 $r = \sqrt{(h_r \cos(\theta))^2 - (h_r/2)^2}$ 으로 쓸 수 있으므로 (2)식은 방사형 선로의 높이와 주파수를 부여하는 것으로 θ 와 l_c 이 관계되어 구조가 결정된다. 설계 주파수 10GHz에서 각 방사형 선로의 높이에서의 정합선로의 구조(θ, l_c)와 각 선로의 특성임피던스 (Z_c, Z_r)를 표 1에, 전자계 해석으로 구한 반사특성을 그림 7에 보였다. 정합선로를 이용하고 있으므로 설계 주파수인 10GHz 부근에서는 반사가 작아졌지만 그 외의 주파수에서는 반사가 증가하였다. 반사가 -20dB 이하로 되는 주파수 대역폭은 5.05GHz (8.0~13.05GHz)로 비교적 광대역으로 나타났다. 1단 원추형 선로가 50Ω으로 되는 각도의 조합을 조절하는 것으로 반사특성의 개선이 가능하였다. 그림 7의 가는 선은 $\theta_1 = 20.4^\circ, \theta_2 = 45^\circ$ 의 경우로 고주파 측에서 반사특성이 개선되어 반사가 -20dB 이하로 되는 주파수 대역폭 B_r 은 6.25GHz (7.75~14.0GHz) 이상으로 한층 더 광대역의 특성을 보였다. 방사형 선로가 높은 경우의 설계와 비교하면 특성이 조금 떨어지지만 방사형 선로의 높이를 낮추어도 설계 주파수에서 반사가 감소되는 것이 확인되었다.

표 1 정합선로의 규격

Table 1 The size of the matching transmission line

h_r [mm]	θ [deg.]	l_c [mm]	Z_c [Ω]	Z_r [Ω]
5.0	56.4	4.99	37.4	31.5+j8.02

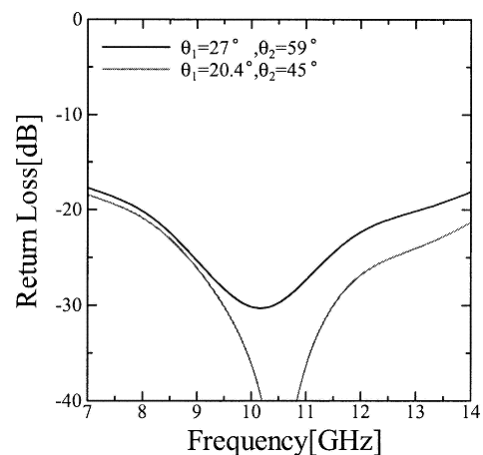


그림 7 정합용 선로를 삽입한 변환부의 반사특성
Fig. 7 The reflection characteristics of the conversion area after inserting the matching transmission line.

3. 주변부 포트의 아이솔레이션 특성 개선

주변부 포트들 사이에 완전한 아이솔레이션을 취하기 위해서 대칭성을 고려하여 그림 8처럼 저항을 삽입하였다. 분할기로 동작할 때는 방사형 선로를 원통파로 전파되는 파동이 동위상으로 각 저항의 양단에 도달하여 수직방향의 전계를 발생시킨다. 저항이 작용하는 것은 수평방향의 전계가 저항에 발생할 때이므로 인접 포트들 사이에 저항의 영향이 발생하여 아이솔레이션 특성이 개선된다. 인접하는 포트들 사이의 거리를 근접시키면 대면하는 포트들 사이의 아이솔레이션 특성이 향상된다. 따라서 인접 프로브 사이의 거리를 근접시키기 위해 주변부의 W를 짧게 새로 설계하여 동축 커넥터의 모양에 따라서 $W=4.6\text{mm}$ 로 하였다. 이에 더하여 수평방향 전계의 연결을 강화시키기 위해 프로브의 모양을 그림 9처럼 원형에서 사각형(면적: $a \times b$)으로 변경하였다. 동축 프로브와 같이 d_n 까지 동축선로 도체 내의 직경 두께로 삽입하여 전체의 삽입길이는 d_p 로 하였다. 칩 저항의 크기 따라 사각형의 크기는 $a=4.0\text{mm}$, $b=7.0\text{mm}$ 로 하였다. 프로브의 형상은 어드미턴스 해석으로 구하게 되는데 저항을 부착하면 약간 어드미턴스의 변화가 나타나므로 저항을 부착한 상태에서 10GHz의 컨덕턴스가 1이 되도록 하였다.

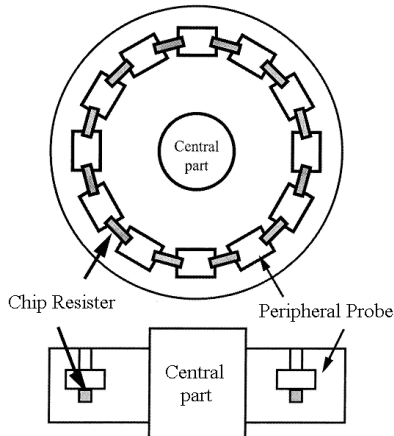


그림 8 아이솔레이션 개선용 저항을 삽입한 모양
Fig. 8 The shape of the device after inserting a resistance

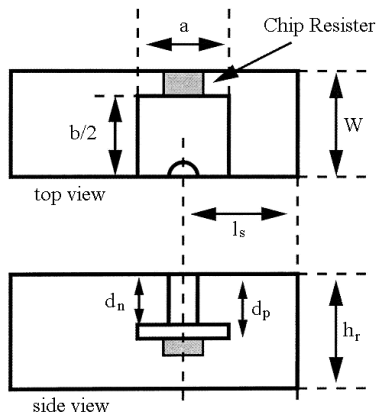


그림 9 주변부의 구형 프로브
Fig. 9 The rectangular probe of the side area.

표 2에 10GHz의 어드미턴스와 그 서셉턴스를 상쇄시킬 수 있는 단락판의 거리 l_s 를 보였다. 설계된 전력분할/합성기의 반사특성을 그림 10에 보였다. 저항을 삽입한 상태에서 반사가 -20dB 이하로 되는 주파수 대역은 $h_r=10.2\text{mm}$ 에서 4.15GHz (7.65~11.80GHz), $h_r=5.0\text{mm}$ 에서 6.40GHz (7.65~14.05GHz)였다. 프로브가 원형일 때와 비교하면 대역이 작아지는데, 이것은 프로브 어드미턴스의 주파수에 대한 변화가 크기 때문이다. 또, 표 2처럼 프로브에 저항이 없는 상태에서 주변부의 반사특성을 그림 10에 보였다.

표 2 저항을 장착한 주변부의 크기
Table 2 The shape of peripheral area after inserting a resistance

h_r [mm]	d_n [mm]	d_p [mm]	l_s [mm]	$g_n + jb_p$
5.0	2.2	2.7	6.47	1.01+j0.22
10.2	3.0	4.1	6.93	0.99+j0.12

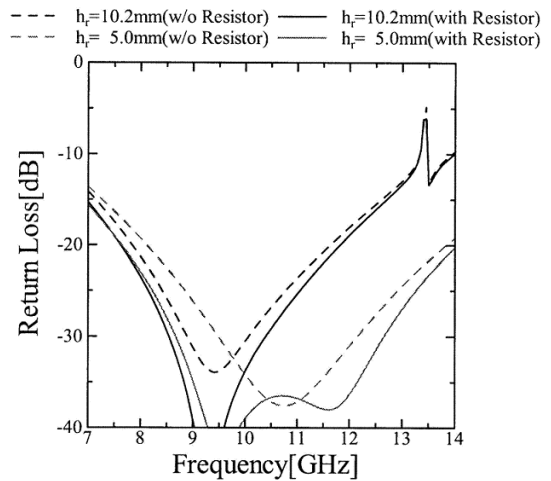


그림 10 개선용 저항을 삽입한 주변부의 반사특성
Fig. 10 Reflection characteristics of the peripheral area after inserting a resistance

4. 아이솔레이션을 개선한 전력분할/합성기의 특성

중심부를 접속하여 완성된 분할/합성기는 주변부의 폭이 $W=4.6\text{mm}$ 이므로 주변 프로브 배치원의 반경 r_p 는 12-분할의 경우 17.57mm, 16-분할의 경우 23.43mm 이었다. 방사형 선로의 높이가 10.2mm일 때는 중심부의 크기로 인해 12-분할/합성기를 구성할 수가 없다. 방사형 선로의 높이가 5.0mm일 때 12-분할/합성기의 반사특성과 방사형 선로의 높이가 10.2mm일 때 16-분할/합성기의 반사특성을 그림 11에 보였다. 저항을 삽입한 경우 반사가 -20dB 이하로 되는 주파수대역은 $h_r=10.2\text{mm}$ 에서 4.20GHz (7.75~11.95GHz), $h_r=5.0\text{mm}$ 에서 4.30GHz (8.45~12.75GHz)로 광대역이었다.

방사형 선로의 높이가 10.2mm일 때 16-분할/합성기의 아이솔레이션 특성을 그림 12에 보였다. 저항이 없을 때는 인접 포트들 사이의 아이솔레이션이 특성이 나쁘고, 저항을 삽입하였을 때 주파수대역 내 전역을 통하여 아이솔레이션 특성이 10dB 이상 큰 폭으로 개선되었다. 이것은 인접 포트들 사이와 대면 포트들 사이에 아이솔레이션 특성의 균형을 취해 주변 포트 전체에서 아이솔레이션 특성이 좋아졌기 때문이다. 또, 포트 자체로의 반사를 나타내는 S_{11} 도 대폭 개선되어 있는 것을 알 수 있다. 아이솔레이션 특성 향상을 위해 저항을 삽입하였으나 이로 인해 손실이 증가된다면 분할/합성기의 성능이 나빠지는 것이 되므로 삽입손실을 고려할 필요가 있다. 여기서는 완전 도체인 경우로 계산하였으므로 손실로 나타나는 것은 삽입한 저항에 의한 것이다. 삽입손실은 대역 내에서 0.003dB 이하로 매우 작은 손실이었다.

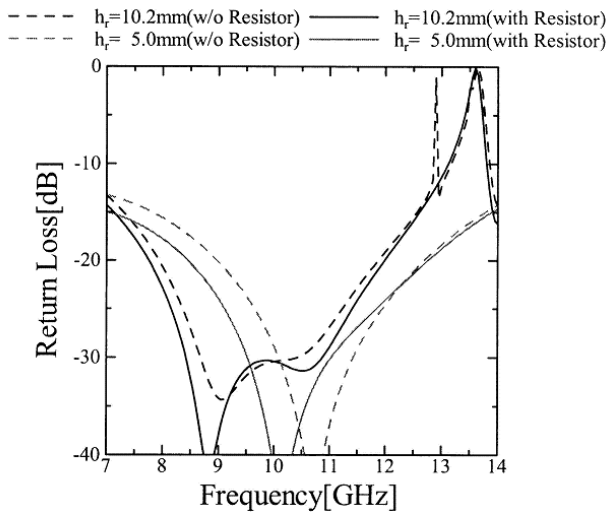
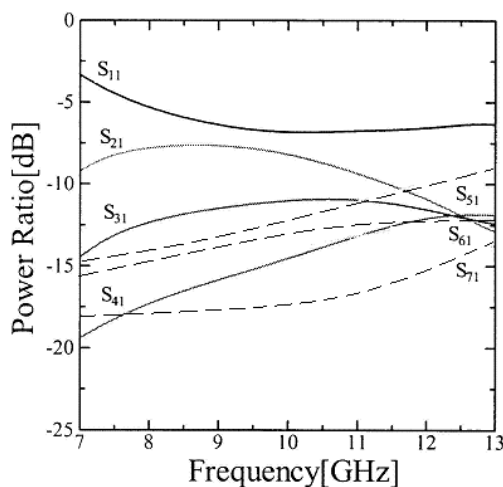
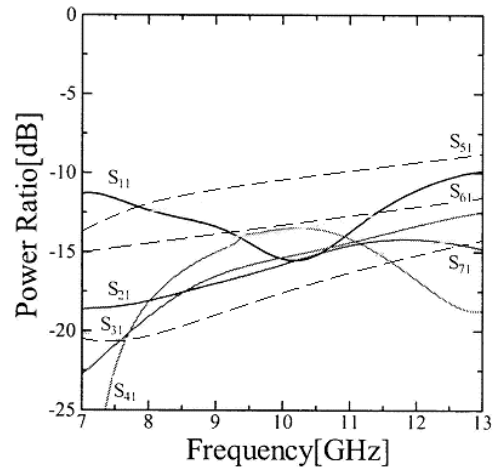


그림 11 개선용 저항을 삽입한 분할/합성기의 반사특성
 Fig. 11 Reflection characteristics of the divider/combiner after inserting the resistance



(a) 저항이 없는 경우



(b) 저항이 있는 경우

그림 12 16-분할/합성기의 아이솔레이션 특성비교
 Fig. 12 The comparison of the isolation characteristics for the 16-divider/combiner

5. 결론

동축-원추-방사형 변환선로를 이용하는 전력 분할/합성기의 고성능화를 위해 중심부 방사형 선로를 높이에 따라 구분하는 정밀계산을 실시하였다. X밴드에서 구형 도파관의 규격에 대응하여 중심부의 높이가 $h_r = 10.2\text{mm}$ 인 경우와 소자의 소형화를 위해 $h_r = 5.0\text{mm}$ 인 경우에 대해 변환선로의 구조를 다르게 설계하였다. 높이가 높은 $h_r = 10.2\text{mm}$ 인 경우 최종단을 부착한 결과 광대역에 걸쳐서 반사가 -30dB 이하로 낮아지는 좋은 결과를 보였다. 높이가 낮은 경우에는 원추형 선로를 2단으로 설계하여 특성임피던스가 서로 다른 정합용 선로를 이용하였다.

1단의 원추형 선로가 50Ω 로 되는 각도의 조합을 조절하는 방법으로 반사특성을 개선한 결과 반사가 -20dB 이하로 되는 주파수 대역폭이 6.25GHz 이상의 광대역 특성을 나타냈다. 한편, 아이솔레이션 특성의 개선을 위해서는 방사형 선로를 원통파로 통과하는 파동의 전계 방향을 고려하여 주변부 포트들 사이에 저항을 삽입하였다. 인접 포트들 사이의 거리를 근접시켜 저항을 삽입한 후 아이솔레이션 특성을 계산하였다. 저항을 삽입한 경우 반사가 -20dB 이하로 되는 주파수대역은 $h_r = 10.2\text{mm}$ 에서 4.20GHz , $h_r = 5.0\text{mm}$ 에서 4.30GHz 로 광대역 특성을 나타냈다. 방사형 선로의 높이가 10.2mm 일 때 중심부와 주변부를 결합한 16-분할/합성기의 아이솔레이션 특성을 계산한 결과, 저항을 삽입하지 않은 경우에 비하여 주파수 대역 내에서 10dB 이상 큰 폭으로 아이솔레이션 특성이 개선되었다.

참고 문헌

[1] Y. K Choi, "Design of a Broadband Microwave Power Divider/Combiner using Coaxial-Conical-Radial Transmission Line Conversion", Trans. KIEE, Vol. 60, No. 7, Jul, 2011.

- [2] K. Solbach, "Simulation Study of Harmonic Oscillator", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-30, No. 8, pp. 1233-1237, Aug. 1989.
- [3] A. Alexanian, H. C. Chang and R. York, "Enhanced Scanning Range in Coupled Oscillator Arrays Utilizing Frequency Multipliers," IEEE AP-S Symp. Dig., pp. 1308-1310, Newport Beach, CA, 1995.
- [4] R. Adler, "A study of Locking phenomena in oscillator", Proc. IRE, 34, pp. 351-357, 1946.
- [5] I. Schmideg, "Harmonic Synchronization of Nonlinear Oscillators," Proc. IEEE, vol.59, pp. 1250-1251, 1971.
- [6] R. A. York and T. Itoh, "Injection- and Phase-Locking Techniques for Beam Control," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 46, no. 46, no. 11, pp. 1920-1929, Nov. 1998.
- [7] A. S. Daryoush, T. Berceci, R. Saedi, P. R. Herczfeld, and A. Rosen, "Theory of Subharmonic Synchronization of Nonlinear Oscillators," IEEE MTT-S Dig., pp. 735-738. 1989.
- [8] X. Zhang, X. Zhou, B. Aliener, and A. S. Daryoush, "A Study of Subharmonic Injection Locking for Local Oscillators," IEEE Microwave and Guide Wave Letters, vol.2, no. 3, March, 1992.
- [9] X. Zhang, X. Zhou, and A. S. Daryoush, "A Theoretical and Experimental Study of the Noise Behavior of subharmonically Injection Locked Local Oscillators," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 40, no. 5, pp. 895-902, May 1992.
- [10] P. Liao, R. A. York, " A New Phase-Shifterless Beam-Scanning Techique Using Arrays of Coupled Oscillators," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 41, no. 10, pp. 1810-1815, Oct. 1993.
- [11] S. Kishimoto, M. Itho, K. Maruhashi, and K.Ohta, "Q-band Inject Synchronization Oscillator" Technical Report, MW2002-162, Japan. 2003

저 자 소 개



최영규 (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 신라
대학교 공과대학 전자공학과 교수
Tel : 051-999-5622
E-mail : ykchoi@silla.ac.kr