DBpia

論 文

K—밴드 평면형 Power Divider / Combiner와 정합특성에 관한 연구

正會員 羅 克 煥* 正會員 洪 義 錫* 正會員 康 俊 吉* 正會員 金 春 吉**

Design of Planar Power Divider Combiner for K-Band and Improvement of Impedence Matching Condition

Keuk Hwan RA,* Ui Seok HONG,* June Gil KANG,* Chun Gil KIM** *Regular Members*

要 約 K—밴드 또는 밀리미터파 대역에서 모노리딕 및 하이브리드 기판에 Surface Mounting에 의해 제작될 수 있는 여러가지 planar power divider / combiner를 CAD에 의해 최적조건으로 설계하고 그 결과를 비교 검토하였다.

CAD를 위한 소프트웨어는 Supercompact를 이용하였으며 기존의 Wilkinson divider를 각 branch사이의 고주파 결합을 감소 시킬 수 있도록 수정하여 해석 하였고, 또한 2^n-way power divider / combiner에 있어 그 출력 임피던스가 잘 정합되지 못함에 따른 입력 반사계수의 sensitivity를 감소시키는 방법에 대하여 연구하였다.

ABSTRACT In this paper, planar power dividers / combiners for millimeter waves K-band or bands which can be printed on the substrates of hybrid or monolithic IC by surface mounting are designed and studied.

Power dividers / combiners, and the conductor loss of microstrip lines in particular the existing Wilkinson power dividers / combiners is modified ad employed by its equivalent circuit.

Microwave CAD program SUPERCOMPACT is employed for the Wilkinson power combiner, which is modified and analyzed to reduce the high frequency coupling between the branches of the combiner, and the method to diminish the sensitivity of the input reflection of 2^n-way power dividers / combiners is studied employing the commercial microwave CAD program package SUPERCOMPACT.

I. 서 론

밀리미터파 시스템에서는 마이크로파 시스템에서 보다 더 작은 안테나가 사용될 수 있고 더 넓은 대역폭을 가지며 또한 해상도가 훨씬 뛰어나다. 이러한 잇점으로 인해 밀리미터파 레이다와 밀리미터파 통신시스템이 요구되었고 이는 결국 소형의 소자를 사용하는 큰 출력의 송신기를 필요로 하게 하였다. 그리고 광통신시스템과

*光云大學校 電子工學科
Dept. of Telecommunication Engineering
Kwang Woon Univ.
**科技大
論文番號：89-56(接受1989. 3. 18)

www.dbpia.co.kr

비교하여 볼 때, 밀리미터파 시스템은 안개나 구름, 먼지등을 쉽게 통과하여 멀리 도달할 수 있는 장점을 가지고 있다.

비록 반도체 소자를 이용한 송신기 및 증폭기가 출력 정격이나 효율면에서 진행파관(TWT)을 능가할 가능성은 없지만, 신뢰도라든가 작은 크기 또는 무게, 그리고 저전압 전원등의 측면에서 아직도 수십 또는 수 백배 개선의 여지가 남아 있는 것이다. 그러나, 한 개의 반도체 소자의 출력은 그 작은 크기 때문에 야기되는 기본적인 방열에 관한 문제와 임피던스 매칭의 어려움에 의해 제한되게 되므로, 제반 시스템의 요구를 충족시키자면 여러개의 소자 출력을 결합시켜 높은 출력레벨까지 끌어 올려야 하게 된다.

지금까지 마이크로파와 밀리미터파 대역에 대해 여러가지 power combiners가 사용되어져 왔으며 이들을 그림 1에 보인 바와 같이 4가지로 분류할 수 있다.

이들은 chip level combiners, circuit level combiners, spatial combiners와 이들을 결합시킨 것들로서, 그중 circuit level combiners는 다시 크게 resonant combiners와 non-resonant combiners 로 나눌 수 있으며 resonant combiners에는 구형및 원통형 도파관 공동(cavity)결합 방식 등이 있고 non-resonant combining techniques 에는 hybrid-coupled combiners, conical waveguide combiners, radial line combiners, Wilkinson-type combiners 등이 포함된다.(1)(4)(5)

과거 십여년 동안, resonant-cavity combiners가 마이크로파 또는 220 GHz까지의 밀리미터파에 있어 협 대역(narrow-band)용으로서는 가장 성공적인 것으로 판명되어 왔으며, 광 대역(wide-band)용으로는 non-resonant combiners가 약 60GHz까지의 주파수에 대해 몇가지 개발되어 왔고, 비교적 낮은 주파수 대역에서는 hybrid-coupled combiner가 가장 많이 사용되어졌다.

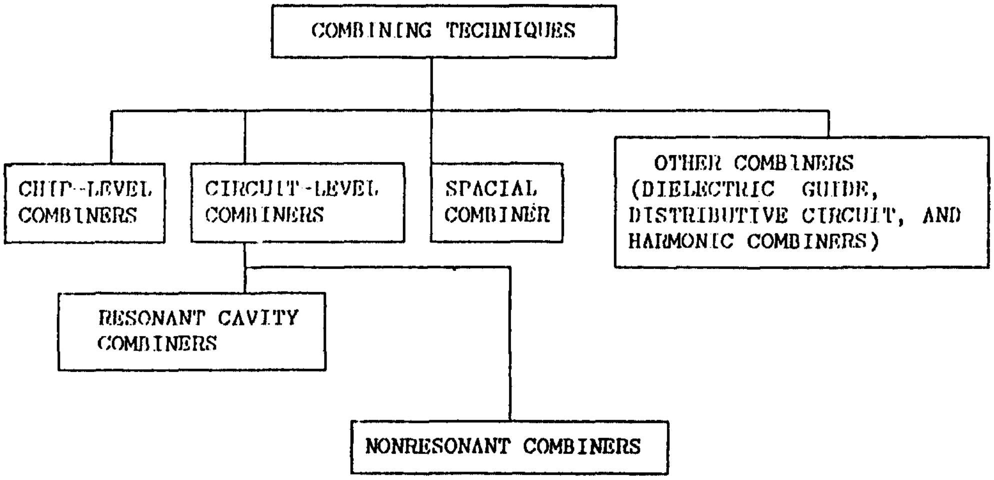


그림 1

Hybride-coupled combiners의 장점은 간단한 설계기법과 넓은 대역폭 그리고 port사이의 높은 isolation을 들 수 있는 반면, Lange Coupler와 같이 삽입손실(insertion loss)이 주파수에 비례하

www.dbpia.co.kr

여 증가하는 현상과 균형 잡히기 어려운 위상 문제로 인하여 최고 동작 주파수에 제한을 받으며, 또한 다른 combiners에 비해 크기가 크고, 결국 전달손실이 크게되는 등의 단점이 있다.[5] 따라서 높은 동작 주파수에 있어 여러개의 소자출력을 결합하는 경우에는 hybrid-coupled combiners가 적합하지 못하다. 반면에 n-way non-resonant combiner로는 Wilkinson, conical waveguide, Rucker circuit등을 들 수있는데 이들은 모두 다른 종류들에 비해 가장 넓은 대역 특성을 갖는다. 그러나 이들 역시 약간의 moding problem과 isolation에 어려움을 갖고 있기 때문에 고조파 모드의 발생을 방지하고 각각의 능동 소자들 간의 isolation을 증가시키기 위해 각 소자들 사이나 접지사이에 저항 물질을 사용한다.[1]

본 논문에서는 밀리미터파 주파수 대역에서 모놀리딕 IC(MMIC)에 응용되거나 하이브리드 IC(HIC)의 경우에 SMT(Surface Mounting Technology) 에 의해 실현될 수 있는 2차원적으로 프린트가 가능한 높은 효율의 power divider combiner를 연구한다.

기존의 Wilkinson Power divider / combiner의 구조를 변형시켜 각 branch간의 간격을 충분히 띄움으로써 그들 사이의 결합으로 인한 문제를 제거하고 그 때에 발생하는 위상차이를 각 branch의 길이에 흡수시켜 기존의 Wilkinson combiner와 동일한 조건을 만족하도록 설계하며 n-stages를 직렬 연결한 2^n-way combiner의 경우에는 Hybrid-Coupled Combiner의 장점과 wilkinson combiner의 장점을 결합시킨 효과를 갖게하기 위해 첫번째 단에만 Lange Coupler나 Branch line을 사용하고 두번째 단 이상을 모두 wilkinson combiner로 한 구조를 연구하고 그 특성을 조사하였다.

Ⅱ. 본 론

1. 2-way planar Wilkinson Power Divider / Combiner

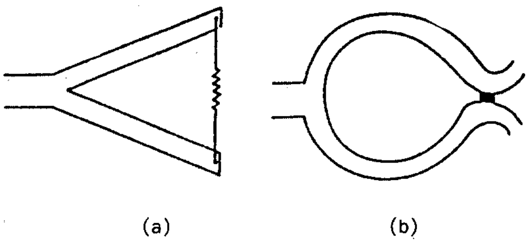


그림 2. 종래 개념의 Wilkinson power combiner
The existing structure Wilkinson power combiner

서론에서 언급한 power combiner들의 대부분, 즉, resonant cavity combiner뿐이 아니라 non--resonant combiner까지도 거의 다 3차원적인 구조를 필요로 한다. 따라서 Surface Mounting Technology(SMT)에 응용 될 수 있을 power combiners의 유일한 개발가능성은 2-way non--resonant combiners에서만 찾을 수 있다. 그러한 combiner는 Lange coupler, branch line combiner, 그리고 Wilkinson power combiner등을 들 수 있는데 이들을 CAD 패키지 프로그램인 SUPERCOMPACT를 이용하여 최적조건을 찾아 설계 하였다. 특히 기존 개념의 Wilkinson power combiner가 구조적으로 높은 주파수에서는 각 branch 사이에 존재하는 상호유도와 상호용량으로 인한 고주파 결합효과로 인해 power combining 효율이 떨어짐을 고려하여[그림 2(a)(b)] 그를 제거할 수 있도록 새로운 구조를 [그림 3] 제안하여 설계한다. 이와 유사한 power

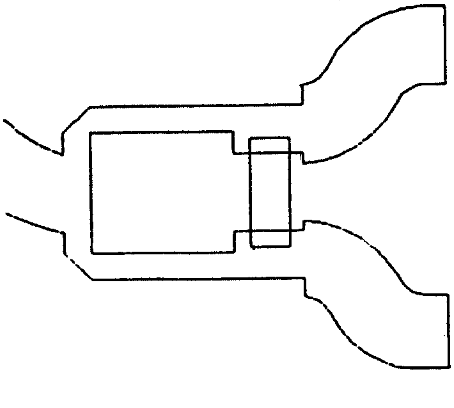


그림 3. 개선된 Wilkinson power combiner
The modified structure of Wilkinson power combiner

www.dbpia.co.kr

combiner가 사용된 적은 있으나 [ref] 그에 대한 구체적인 해석은 아직 없었기 때문에 바뀐 구조에 의한 효과를 그림 4와 같은 등가회로를 통하여 해석하고, 그 역시 SUPERCOMPACT에 의해 모든 제원을 최적화하여 설계한다.

두 입력 branch가 만나는 접합점 근처에서의 분포 인덕턴스에 의한 효과를 제거하기 위해 T접합을 사용하였으며, 집중정수 저항의 물리적인 유한한 크기로 인해 주파수가 증가할 수록 그 저항을 지나는 통과 길이가 무시할 수 없게 되고 또한 작으면 작을수록 두 port 사이의 고주파 결합이 심화되므로 아예 저항을 Titanium--Nitride 박막저항으로 하고 그에 의한 통과길이를 보장할 수 있도록 한다.

이에 대한 해석은 Wilkinson[ref]에 의해 수행된 계산과 똑같은 과정을 거친 것으로 각 port에서의 임피던스 매칭과 port 사이의 isolation을 규명하기 위해 사용된 전압과 전류식을 박막저항 길이에 의한 위상차를 고려하여 수정하였다.

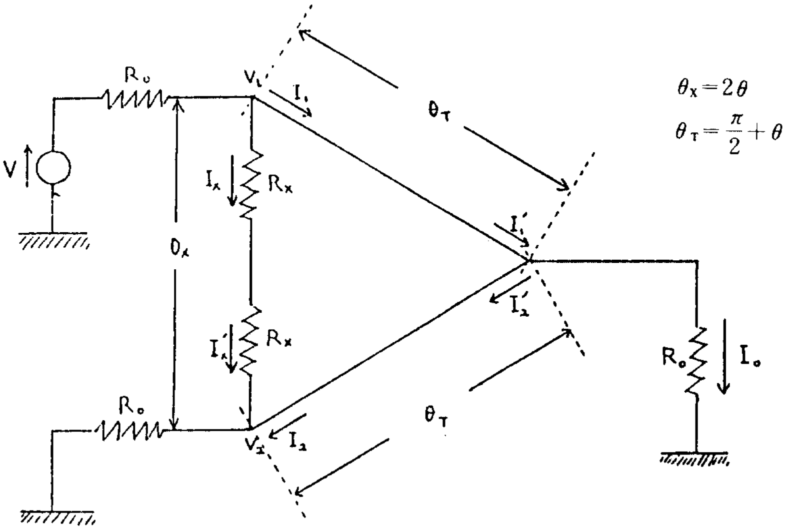


그림 4. 개선된 Wilkinson power combiner의 등가회로
The Equivalent Circuit of Wilkinson Power Devider / Combiner.

그림 4의 등가회로에서 보는 port 들이 완전히 매칭되었다면 각 단자전압과 전류들 사이의 다음과 같은 관계식을 쉽게 얻을 수 있다.

$$V_0 = I_1 Z_0$$
$$V_2 = I_2 Z_0 \qquad (1)$$

$$V_1 = V_0 \exp\{\pi / 2 + \theta)\}$$
$$= I_1 Z_0 \exp\{j(\pi / 2 + \theta)\} \qquad (2)$$

$$I_1 = I_1 \exp\{j\pi / 2 + \theta)\}$$
$$= \frac{V_0}{Z_0} \exp\{j(\pi / 2 + \theta)\} \qquad (3)$$

$$V_0 = V_2 \exp\{j(\pi / 2 + \theta)\}$$
$$= I_2 Z_0 \exp\{j(\pi / 2 + \theta)\} \qquad (4)$$

$$I_2 = I_2 \exp\{j(\pi / 2 + \theta)\}$$
$$= \frac{V_2}{Z_0} \exp\{j(\pi / 2 + \theta)\} \qquad (5)$$

$$I_1 = \frac{V_0}{R_0} + I_2 \qquad (6)$$

$$I_2 = \frac{V_2}{R_0} - I_X \qquad (7)$$

$$I_X = I_X \exp(-j2\theta) \qquad (8)$$

www.dbpia.co.kr

$$V-V_1=(I_1+I_x)R_0 \quad (9)$$

입력이 출력전압 V_2에 미치는 영향은 다음과 같다.

$$V_2=(V_1-2I_xR_x)\ \exp(-j2+\theta)) \quad (10)$$

$$I_x=\frac{V_1-V_2\exp(j2\theta)}{2R_x} \quad (11)$$

그러므로 식(2), (5), (6)에 의해 다음을 얻는다.

$$V_0-\frac{R_0}{Z_0}\ V_1\exp\{j(\pi/2+\theta)\}+\frac{R_0}{Z_0}V_2\ \exp\{j(\pi/2+\theta)\}=0 \quad (12)$$

식 (4),(7),(8),(11)을 결합하면 다음 관계식을 유도할 수 있다.

$$\frac{R_0}{Z_0}\ \exp\{-j(\pi/2+\theta)\}-(1+\frac{R_0}{2R_x}V_2+\frac{R_0}{2R_x}V_1\exp(-j2\theta)=0 \quad (13)$$

그리고 식(3),(9),(11)들로 부터 얻어진 식은 다음과 같다.

$$V=\frac{R_0V_0}{Z_0}\ \exp\{j(\pi/2+\theta)\}+(1+\frac{R_0}{2R_x})V_1-\frac{R_0V_2}{2R_x}\exp(j2\theta) \quad (14)$$

(13)식에 $\exp\{j(\pi/2+\theta)\}$를 곱하여 (14)식으로 부터 빼면 다음의 관계식을 얻는다.

$$(1+\frac{R_0}{R_x})\ V_1-V=(1+\frac{R_0}{R_x})V_2\ \exp(j2\theta) \quad (15)$$

각 port간의 이상적인 isolation을 얻기위해서는 $V_2=0$인 조건이 필요하고, 이로부터 다음을 얻는다.

$$\frac{V_1}{V}=\frac{1}{1+R_0\ R\ _x} \quad (16)$$

$$V_0=\frac{R_0}{Z_0}\ V_1\exp\{j(\pi/2+\theta)\}-\frac{R_0}{Z_0}V_2\ \exp\{j(\pi/2+\theta)\} \quad (17)$$

또한 (17)식을 (13)식에 대입하여 다음의 관계식을 얻을 수 있다.

$$[\frac{R_0}{Z_0}\exp\{-j(\pi/2+\theta)\}+\frac{Z_0}{2R_x}\ \exp\{j(\pi/2+\theta)\}V_1=(\frac{R_0}{Z_0}+\frac{Z_0}{R_0}+\frac{Z_0}{2R_x}\ V_2\exp\{j(\pi/2+\theta)\} \quad (18)$$

(18)식 역시 이상적인 isolation 조건, 즉 $V_2=0$을 대입하면 다음과 같은 조건식을 얻는다.

$$\frac{R_0}{Z_0}\ \exp\{-j(\pi/2+\theta)\}+\frac{Z_0}{2R_0}\ \exp\{j(\pi/2+\theta)\}=0$$
$$\frac{R_0}{Z_0}=\frac{Z_0}{2R_x}$$
$$\therefore(\frac{R_0}{Z_0})^2=\frac{R_0}{2R_x} \quad (19)$$

port 1의 출력 임피던스가 가장 잘 매칭된 경우를 생각하면 R_0는 다음과 같이 주어진다.

$$\frac{V_1}{I_1+I_x}=R_0$$

이 식을 (9)식과 결합하여 다음을 얻는다.

$$I_1+I_x=\frac{V-V}{R_0}$$
$$\frac{V_1}{I_1+I_x}=V_1\ \frac{R_0}{V-V_1}=R_0$$
$$\frac{V-V_1}{V_1}\ =1\ \text{or}\ \frac{V_1}{V}=\frac{1}{2} \quad (20)$$

www.dbpia.co.kr

(16)식과 (20)식으로 부터 얻어진 조건은 다음과 같고,

$$1+\frac{R_0}{R_x}=2$$

$$R_x=R_0 \quad (21)$$

이 들을 (19)식에 대입함으로써 다음의 결과를 얻을 수 있다.

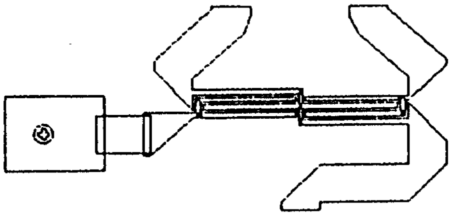
$$(\frac{R_0}{Z_0})^2=\frac{1}{2}$$

$$\therefore Z_0=2R_0 \quad (22)$$

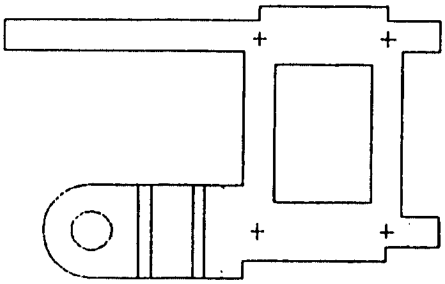
이들 관계식은 정상적인 Wilkinson Power divider와 동일한 조건으로서 각 branch의 특성 임피던스 사이의 관계와 isolation resistor의 값을 계산할 수 있고 박막 저항 길이에 해당되는 양만큼을 각 branch에 1/2씩 나누어 연장 함으로써 그 위상 차이 θ_x 를 상쇄 시킬 수 있음을 알 수 있다.

2. Lange Coupler와 Branch Combiner.

Lange Coupler와 Branch line은 그림 6에서 보는 바와 같이 임피던스 메칭과 각 port간의 isolation이 훌륭하고 출력분리 및 결합특성이 좋다. 다만 Lange Coupler의 전달특성이 빈약해서 대역폭이 다소 좁은데, 이것은 −3dB 이상의 전력이 결합되는 Lange Coupler의 실현이 이론적으로 불가능함에서부터 오는 현상이다. 또한 30GHz이상의 주파수에 대해서는 마이크로스트립 선로와 슬롯의 폭이 지나치게 좁아져서 가용한 Lange Coupler를실현시키기가 어렵다.

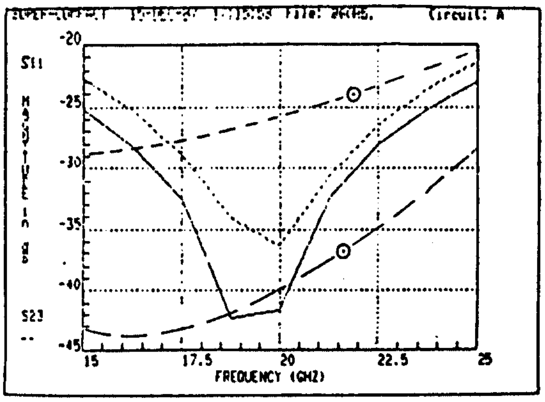


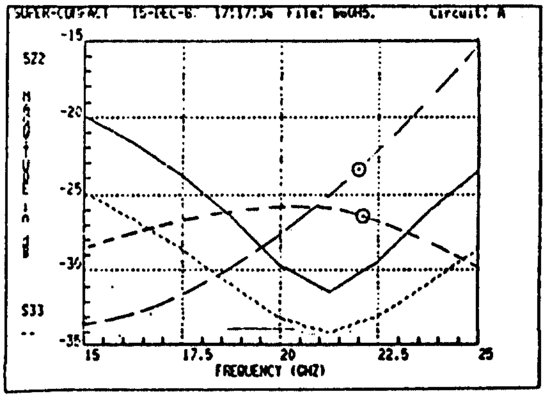
(a)



(b)

그림 5. 10-mils 사파이어 기판에 설계된 (a) 3-dB Lange Coupler와 (b)Branch Line 대역폭=17-23 GHz, 축적=1:20
(a) 3dB Lange Coupler (b) Branch Line on 10-mil Sapphire Substrate, Bandwidth=17-23 GHz, Scale=1:20





www.dbpia.co.kr

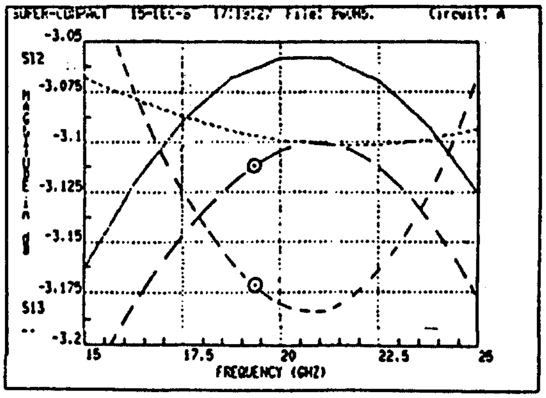
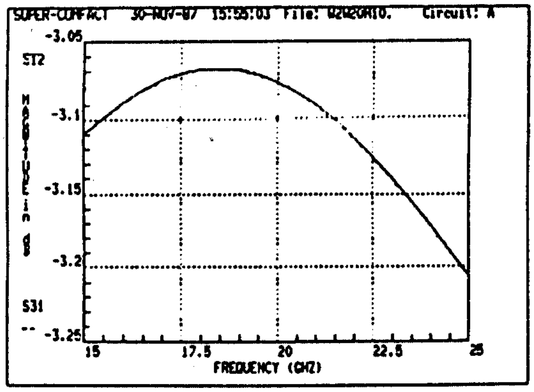
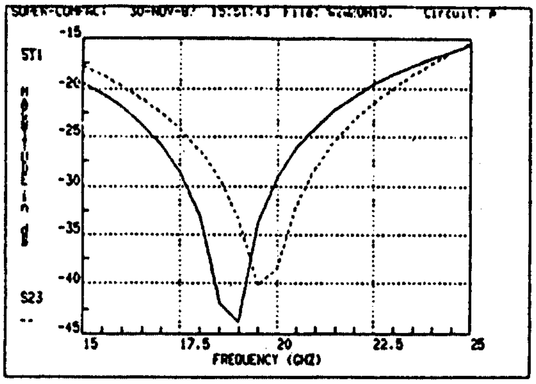


그림 6. Lange Coupler(◎)와 Branch Line의 S-파라메터 (중심 주파수=20GHz)
S-Parameters of Lange Coupler(◎) and Branch Line on the Sapphire Substrate of 10mils of thickness

본 연구를 위해 설계된 Lange Coupler와 Branch line, 그리고 그들의 S-파라메터 특성을 그림 5와 그림 6에 보였다. 사용된 기판은 두께가 10mils인 Sappire(ϵ_r=9.85, tanδ=0.000028)를 사용함으로써 복사손실을 가능한 한 최소로 하였다. isolated port에 대해서는 최적화 된 저항치의 Titanium-Nitride 박막저항(sheet resistance R_s=50Ω)을 연결한 다음 Via Hole을 통하여 접지 시켰다. 그들과 비교하기 위해 앞에서 설계된 Wilkinson Power Divider / Combiner의 특성을 그림 7에 보였다.

이들은 모두 SUPERCOMPACT에 의해 최적





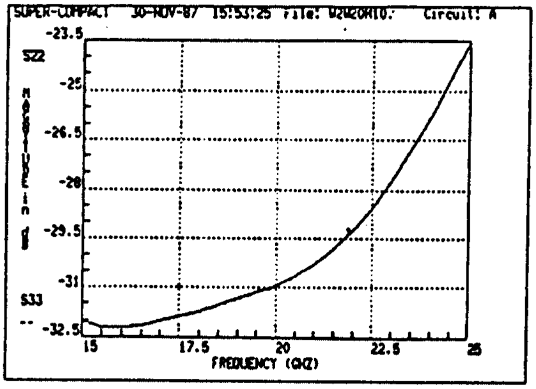


그림 7. 두께가 10-mils 사파이어 기판상에 설계된 Wilkinson combiner(중심 주파수=20GHz)의 S-파라메터(2-way)
S-Parameter of 2-way Wilkinson Power Combiner at 20 GHz on the Spphier Substrate(10 mils of thickness)

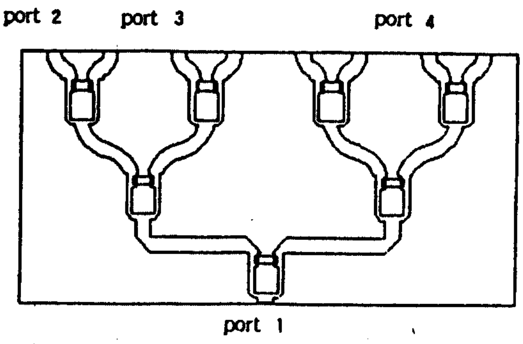


그림 8. 10-mils 사파이어 기판에 설계된 8-way Wilkinson Power Combiner 대역폭=17-23 GHz, 축적=1:8
8-way Wilkinson Power Combiner on 10-mil Sapphire Substrate, Bandwidth=17-23 GHz, Scale=1:8

www.dbpia.co.kr

화 과정을 거쳐 설계 된 것으로서 그중에 Wilkinson Power Divider / Combiner가 대역폭 면에서 가장 우수한 특성을 나타내며 최적화 과정에 있어서도 가장 손쉽게 요구되는 결과에 도달할 수 있었다.

3 . 8-Way Power Divider / Combiner

8개의 전력증폭기를 병렬연결 함으로써 보다 큰 출력을 얻기 위하여 8-way Power Divider / Combiner 를 설계하였다. 한 개의 dice상에 두 개의 chip amplifer를 놓고, 동일한 4개의 dice를 나란히 배열하였으며 각 chip 사이의 간격은 3.4 mils, dice의 크기는 84 mils 이었다. 그와 같은 증폭기 배열에 2-way Wilkinson Power Combiner를 3-stage 8-way가 되도록 최적화하여 설계된 결과를 그림 8에 보였다. 또한 첫 번째(port 1)의 Wilkinson Combiner를 Branch Line으로 대치하여 결과를 비교하였고 그들의 결과는 지극히 만족스러운 것이었다.

이상의 모든 Power Combiner들은 각 port들이 완전히 매칭될 수 있는 것으로 가정하고 설계된 것이고 실재적으로는 증폭기의 결함이나 제작회사들 간의 차이점 때문에 완전한 임피던스 매칭을 기대하기 어려우므로 입력 반사 특성에 있어 충분한 Tolerance를 필요로 하게 된다. 따라서 앞에서 설계된 두 가지의 8-way power Combiner 에 -10dB의 Return Loss를 주어 측정하여 본 결과, 그림 9와 그림 10과 같은 특성을 얻게 되었다.

Isolation (S_{23}, S_{34})과 Trasmission(S_{12}, S_{14})은 두 그림에서 모두 우수하나 Input Reflection (S11)에 대해서는 그림 9 의 경우에 Output Return Loss(−10dB)와 거의 비슷하여 입력이 출력의 매칭상태에 아주 민감한 반면, 그림 10의 경우에는 입력측이 출력상태에 별로 영향을 받지 않음을 알 수 있었다.

Lange Coupler와 같은 Hybrid Power Combiner 가 Reflection에 아주 강한 사실은 이미 잘 알려져 있으나 이들은 모두 Isolated Port들의 접지를 위해 Via hole을 이용하기 때문에 제작경비가 많이 들고 시간이 낭비가 심하다.

그에 비해 Wilkinson Power Combiner는 그러한 Via Hole의 필요성이 없으므로 2^n-way Power combiner를 설계함에 있어 굳이 넓은 면적과 시간 및 경비를 소모하면서 모두를

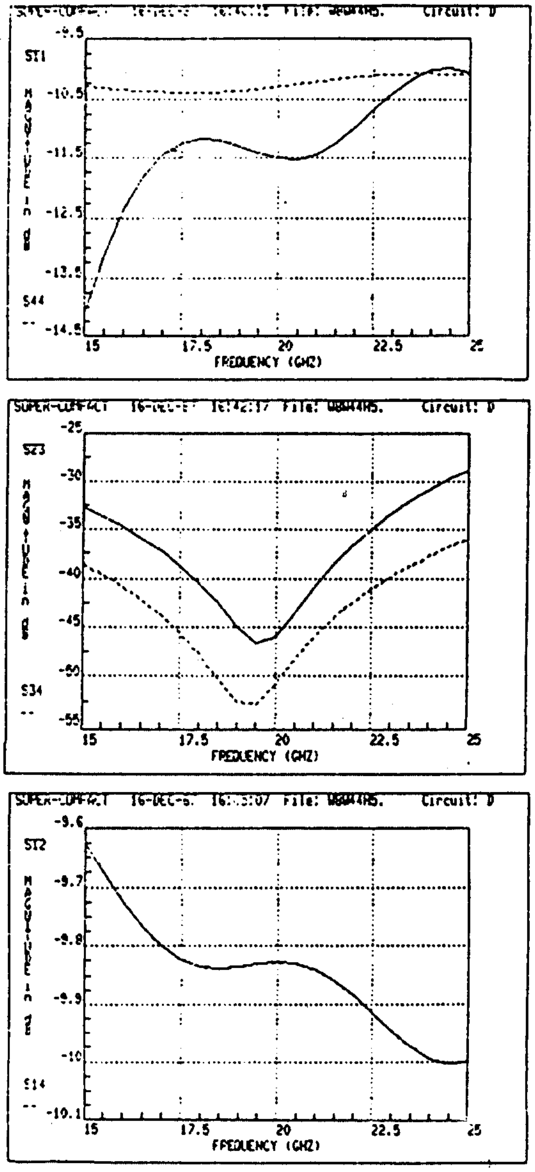


그림 9. Output return Loss −10dB를 갖는 경우의 3-stage 8-way Wilkinson Combiner의 s-파라미터.
s-Parameters of 3-Stage 8-Way Wilkinson Combiner in case of -10dB of Output Return Loss.

www.dbpia.co.kr

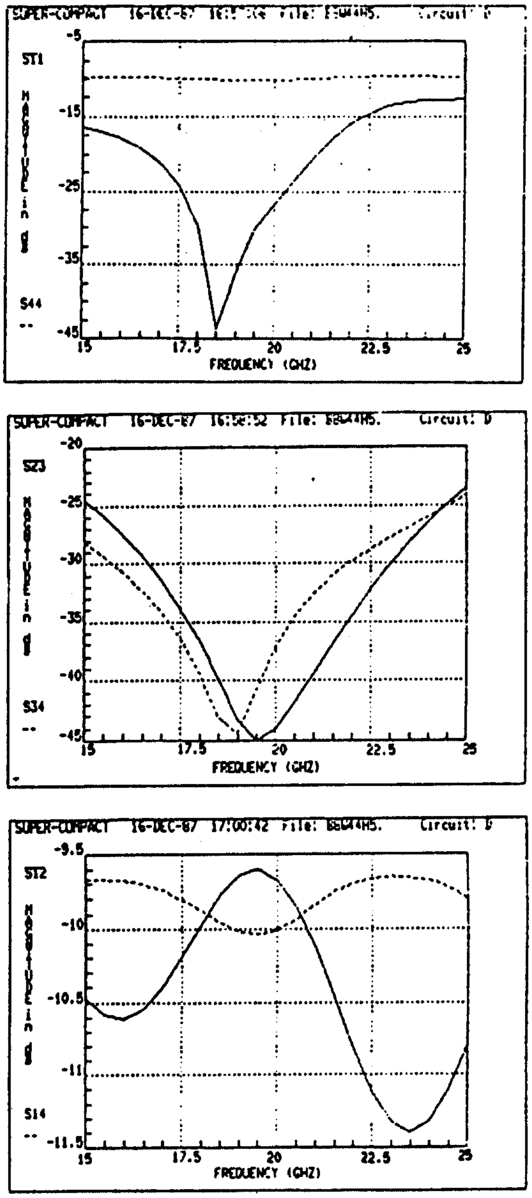


그림 10. Output Return Loss −10dB를 갖는 경우의 3-stage 8-way Branch Line-Wilkinson Power Combiner의 s-파라메터.

s-Parameters of 3-Stage 8-Way Branch Line-Wilkinson Power Combiner in case of -10dB of Output Return Loss

Hybrid Coupler로 설계하지 않고 단 한 개만의 Hybrid Coupler에 의해 요구되는 조건을 충족시킬 수 있음을 알 수 있다.

Ⅲ. 결 론

UHF 대역뿐 아니라 K-밴드 또는 밀리미터파 대역에 있어서도 가장 성공적인 Power Combiner는 Wilkinson Power Combiner라 할 수 있을 정도로 Wilkinson Combiner는 언제나 20% 이상의 대역폭을 나타내 주었고 단자간의 높은 Isolation, 그리고 이상적인 전달 특성을 가지고 있으며 설계에 있어 최적화 과정이 아주 간단하였다.

다만 출력단자의 임피던스 매칭에 따라 입력 임피던스가 아주 민감하게 반응하는 단점을 가지고 있다. 또한 각 단자간의 용량성 또는 유도성 결합을 제거하기 위해 Isolation resistor를 박막형으로 길게 하였고 그 때문에 발생되는 위상차이를 설계상에 삽입함으로써 SUPERCOMPACT의 Optimizer가 최적점을 수월히 찾도록 할 수 있었다.

2^n-way Power Devider / Combiner를 Surface mounting에 알맞는 평면 구조로 설계하기 위하여 모두 Branch Line이나 Lange Coupler를 사용하게 되면 그 차지하는 영역이 넓을 뿐 아니라 수 많은 Via Hole을 위해 소모되는 시간과 경비가 커져 비현실적이므로 첫번째 단의 Power combiner만 Hybrid로 하고 나머지를 모두 Wilkinson Power Combiner로 함으로써 그와 같은 문제를 대폭 완화시킬 수 있다고 하겠다.

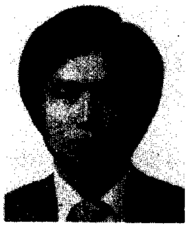
參 考 文 獻

1. A.G.BERT, D.Kaminsky, "the Traveling Wave Power Divider / Combiner", IEEE MTT Confreence, pp.487-489, 1980.
2. A.A.M.Saleh, "Planar Electrically Symmetric n-way Hybrid Power Dividers / Combiners", IEEE Trans. MTT, Vol.MTT-28, No.6, pp.555-563, June 1980.
3. E.R.B.Hansson, G.P.Riblet, "an Ideal Six-Port Network Consisting of a Matched Reciprocal Lossless Five-Port

www.dbpia.co.kr

and a Perfect Directional Coupler", IEEE Trans. MTT, Vol.MTT-31, No.3, March 1983.

4. K.Chang, C.Sun, "Milimeter-Wave Power-Combining Techniques", IEEE Trans. MTT, Vol.31, No.2, February 1983.
5. K.J.Russel, "Microwave Power Combining Techniques", IEEE Trans. MTT, Vol.27, No.5, May 1979.
6. I.Stones, J.Goel, G.Oransky, "an 18GHz 8-way Radial Combiner", IEEE MTT Conferance, E-5, pp.163-165, 1983.
7. E.Belohoubek, nR.Brown, H.Jhonson, A.Fathy, "30-Way Radial Power Combiner for Miniature GaAs FET Power Amplifier", IEEE MTT, Conferance, T14, pp.515-518, 1986.
8. E.j.Wilkinson, "an N-Way Hybrid Power Divider", IRE Trans. MTT, pp.116-118, January 1960.
9. H.Baudrand, T.Khoury, "Amplification by Interdigital Exitation of space Charge Waves in Semiconductors", IEEE Trans. MTT-32, No.11, Novembor 1984.
10. R.C.Allison, R.L.Eisenhart, P.T.Greiling, "a Matched Coaxial-Radial Transmission Line Junction", IEEE MTT Conferance, pp.44-46, 1978.
11. M.H.Chen, "A 19-way Isolated Power Divider via the TE01 Circular Waveguide Mode Transmisson", IEEE MTT Conferance, pp.511-513, 1986.
12. R.L.Eisenhart, N.W.Nevils, R.C.Monzello, "a Matched Turnstile Type 4-Way Divider/Combiner", IEEE MTT Conferance, pp.166-168, 1983.
13. S.Mizushina, H.Kondoh, M.Ashiki, "Corporate and Tandem Atructures for Combining Power from 3 and 2N+1 Oscillators", IEEE Trans. MTT, Vol. MTT-28, No.12, pp.1428-1432, December 1980.
14. Y.Tajima, S.Kamihashi, "Multiconductor Couplers", IEEE Trans. MTT. Vol. MTT-26, No.10, pp.795-801, October 1978.



羅 克 煥(Keuk-Hwan Ra) 正會員

1950年10月13日生

1973年 2 月：延世大學校 電子工學科 卒業

1977年 2 月：延世大學校 大學院 電子工學科 卒業

1977年：亞州大學校 專任助敎

1978年～1981年：불란서 ENSEEIHT 에서 工學博士 取得

1981年～1986年：光云大學校 電子科 副敎授

1987(1年)：美國COMSAT研究所 芳問敎授

1988年～現在：光云大學校 電子工學科 在職中

洪 義 錫(Ui Seok HONG) 正會員

1946年 1 月16日生

1968年：光云大通信工學科 卒業(工學士)

1973年：延世大大學院 電氣工學科 修了(工學碩士)

1982年：獨逸Aachen工大 電子工學科修了(工學博士)

1974年～1976年：光云大學 應用電子 工學科 專任講師

1976年～1982年：獨逸Aachen工大高周波硏究所(硏究員)

1983年～1986年：光云大學 電子通信工學科 副敎授, 本學會理事

1986年 2 月～1987年 2 月：美國 University of Texas at Austin 客員敎授

1987年 3 月～現在：光云大學 電子通信工學科 敎授.

www.dbpia.co.kr

康 俊 吉(June Gil KANG)　正會員
1945年 2月15日生
1972. 3～1976. 3：光云大學 電子工學科 專任講師
1973. 6～1979. 3：韓國科學技術研究所 應用光學室 위촉研究員
1979. 9～1984. 2：光云大學校 電子工學科 副教授
1980. 9～1981. 2：美國MIT 電子工學科 客員研究員
1982. 9～現在：國際技能올림픽委員 審査委員長
1984. 3～現在：光云大學校 電子工學科 教授
1985. 9～現在：光云大學校 電子技術研究所 所長

www.dbpia.co.kr