

덮개층이 있는 마이크로스트립 선로를 이용한 브랜치 선로 결합기 해석 및 설계

Analysis and Design of Branch Line Coupler using Microstrip Lines with Overlay

이 승 엽

Seung-Yeop Rhee

요 약

본 논문은 브랜치 선로 결합기를 소형화하는 방법에 대해 기술하였다. 이 방법은 덮개층이 있는 선로를 이용한 방법이다. 덮개층이 있는 선로의 주파수 변화에 따른 특성(분산 및 특성임피던스)을 해석하기 위해 스펙트럴 영역에서의 Immitance 방법과 선분할법(Method of Line)을 이용하였다. 덮개층이 있는 선로에 관한 스펙트럴 영역에서의 Green 함수를 구하고 이를 이용하여 수치적인 결과를 얻었다. 이 결과를 이용하여 덮개층을 갖는 브랜치 선로 하이브리드를 중심주파수 2 GHz에서 설계하고 제작하였다. 실험 결과 유전율 10.2인 덮개층을 갖는 경우 기존 단일 마이크로스트립 선로로 구현된 결합기보다 31.4 % 크기가 줄어들었음을 확인할 수 있었다. 이 방법은 앞으로 이동통신 빔형성 안테나의 급전선인 Butler Matrix의 크기를 줄이는 방법으로 사용 가능하리라 사료된다.

Abstract

A method of miniaturizing branch line coupler is presented. The method utilizes the microstrip line with overlay(or superstrate). The frequency dependent characteristics, dispersion and characteristic impedance, of this line are obtained by Immitance method in spectral domain and Method of Line. The relevant spectral domain Green's function is given and used to obtain numerical results. The branch line couplers with overlays are designed and fabricated at 2 GHz. The experimental results show that the size of coupler with overlay($\epsilon_r = 10.2$) is 31.4 percent smaller than conventional coupler. This minimized coupler is suitable for Butler Matrix as feeder for mobile communication beam forming antenna.

I. 서 론

결합선로 결합기, 90° 브랜치(branch) 선로 결합기 그리고 180° rat-race 결합기와 같은 하이브리드 결합기는 평행형 믹서, 영상 배제 믹서, 평행형 증폭기와 같은 마이크로스트립 회로에서 90°와 180° 전력

분배기 및 결합기로 매우 중요한 역할을 한다. 최근에는 이동통신 안테나의 빔패턴 배열 안테나의 급전소자인 Butler Matrix를 구현하는 데 중요한 소자로 적용되고 있다. 이들 하이브리드 결합기는 일반적으로 $\lambda/4$ 전송선로를 기본으로 사용하고 있기 때문에 전체적인 결합기의 크기를 소형화하는 데 큰

「본 연구는 여수대학교 2000년도 학술연구 지원비에 의하여 연구되었음」

여수대학교 전자통신공학과(Dept. of Electronics Communication Engineering, Yosu Nat'l Univ.)

· 논문 번호 : 20010514-064

· 수정완료일자 : 2001년 6월 26일

결합률이 되고 있다. 특히, 이동통신 대역과 같이 주파수가 낮은 대역(1~3 GHz)에서 3 dB 결합기인 경우 그 크기가 매우 커지는 단점이 있다.

따라서, 결합기의 소형화에 대한 연구가 활발히 진행되어 왔다. 스파이럴(spiral) 인덕터와 집중커패시터(lumped capacitor)를 이용한 집중소자(lumped-element) 해법은 이 문제의 중요한 해결책 중의 하나로 연구되었지만^[1], 그러나 집중소자회로의 구현은 실험상 다소 차이가 있고, 측정소자들의 정밀한 측정에 기초한 정확한 인덕터 모델이 필요하다. 게다가, 주파수가 높아짐에 따라서 구현은 더욱 어려워진다. R. K. Gupta와 W. J. Getsinger^[2]가 제안한 집중 커패시터와 집중 인덕터로 작용되는 단락회로 전송선로를 이용한 브랜치 선로 결합기는 인덕터의 설계가 자유롭지만 회로의 패턴이 집적화하는 데는 큰 어려움이 있다. T. Hirota^[3]등은 짧은 고임피던스 전송선로의 결합과 집중된 커패시터의 분리를 이용하여 하이브리드 결합기의 새로운 크기 감소 방법을 제시하였다. 이 방법으로 3 dB가시선로 결합기는, 예를 들어 1/8, 1/12 파장길이의 선로를 이용하여 만들어질 수 있고, 그 면적도 기존방식의 결합기보다 80% 이상 감소시킬 수 있다. 여기서 제시한 크기 감소 방법의 잇점은 짧은 길이에 의한 회로 크기의 감소 그리고 높은 주파수대역에서도 정확한 구현이 가능한 장점이 있다. 그러나 이 방법은 접지면이 선로와 동일한 평면에 있어야 하기 때문에 CPW선로로 구현된 평판 MIC선로에 적당한 방법이다. 1995년 S. Nagamine와 I. Sakagami^[4]는 결합선로를 이용한 3 dB 브랜치 라인 결합기를 제작하여 기존 브랜치 라인 결합기의 크기에 비해 약 39% 정도 그 크기를 줄였다. 그러나 유전율이 높은 경우 결합선로 부분의 간격 및 크기로 인해 제작이 힘들어지는 단점을 가지고 있다. 위에서 언급한 소형화 방법들은 단층구조의 3 dB 브랜치 선로 결합기로 다층 구조를 요구하는 Butler Matrix 빔 형성기에는 적용이 거의 불가능하다.^[5]

따라서, 본 논문에서는 3 dB 브랜치 선로 결합기를 소형화하고 다층구조로 하기 위해 덮개층을 갖는 선로를 이용한 방법을 제시하고자 한다. 덮개층을 갖는 마이크로스트립 선로상의 분산특성을 분석하기 위해 Immittance방법과 선분할법(Method of

Line; MoL)방법을 이용하여 선로 특성을 계산하였다. 그리고 이 결과를 이용하여 3 dB 브랜치 선로 결합기의 특성을 해석하고 실제 제작하여 그 특성을 분석하였다.

II. 덮개층을 갖는 마이크로스트립 선로 특성 해석

마이크로스트립 선로는 현재 마이크로파 시스템의 기본소자로 매우 중요하고도 필수적인 역할을 하고 있다. 이러한 마이크로스트립 선로의 준정적(quasi-static)해석은 마이크로스트립 모드의 non-TEM 특성을 고려하지 않는다. 따라서 non-TEM 특성과 주파수에 따른 선로의 분산특성을 구하기 위해서는 스펙트럴 영역에서의 해석이 필요하다.

그림 1과 같은 덮개층이 있는 마이크로스트립 선로에 대한 연구는 결합선로를 이용한 방향성 결합기의 특성을 개선하기 위해 연구되어졌다^[6]. 즉, 덮개층으로 인해 결합선로의 기모드와 우모드의 전파상수의 차가 줄어들어 이론적으로 방향성 결합기의 격리 특성을 크게 향상시킬 수 있기 때문이다. 이러한 특성은 덮개층의 유전율과 기판의 유전율 차이로 인해 발생하는 현상으로 단일 마이크로스트립 선로에 적용되면 덮개층의 유전율 변화에 따라 전파되는 파장(λ_p)을 덮개층이 없을 때보다 짧게 할 수 있다. 본 논문에서는 이를 이용하여 3 dB 브랜치 라인 결합기에 적용하고자 한다.

단일 마이크로스트립 선로에서 덮개층의 효과를 이론적으로 해석하기 위해 본 논문에서는 Immit-

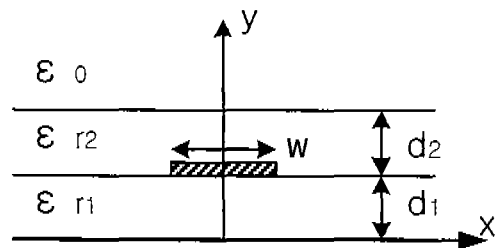


그림 1. 덮개층을 갖는 마이크로스트립 선로 구조
Fig. 1. Geometry of microstrip line with overlay.

tance 방법과 MoL방법을 사용하였다. Immittance 방법은 스펙트럴 영역에서의 해석방법으로 1984년 T. Itoh에 의해 Galerkin's Method에 회로이론을 적용하여 해석하는 방법이다.^[7] 이 방법은 정확한 해를 구하는데 있어서 경험적으로 분포함수의 개수를 정해야 하고, 선로의 구조가 폐구조(closed structure)가 아니고 개방구조(open structure)인 경우 적분의 한계를 정해야 하지만 정확한 특성을 얻을 수 있다. 그리고 MoL방법은 U. Schulz와 R. Pregla^{[7],[8]}에 의해 제안된 방법으로 무한 번의 합이나 무한적분, 무한개의 확장함수가 포함되어 있지 않으며 한 방향은 해석적으로, 나머지 방향은 분할함으로써 차분법과 미분법을 혼합하여 해를 구함으로써 FDM (finite Difference Method)보다 효율적이고 정확한 해를 구하는 MoL방법을 이용하였다. 이 방법은 특이점을 발생시키는 모서리 조건(edge condition)을 고려함으로써 수렴문제를 쉽게 해결할 수 장점이 있다. 또한 MMIC(Monolithic Microwave Integrated Circuits)나 OEIC(Optical Electronic Integrated Circuits)와 같은 경우 물리적 크기가 마이크로미터 단위까지 내려가는 구조체에 유용하게 적용될 수 있는 방법이다.

이들 두 방법은 잘 알려진 방법으로 따로 유효유전율 및 특성임피던스를 계산하는 해석 절차는 생략한다.

표 1은 덮개층의 종류에 따른 유효유전율 값을 기존 데이터^[9]와 본 논문에서 사용한 두가지 방법으로 구한 값과 비교한 표이다. 표 1에서 I. J. Bahl의 이론값은 변분법(variational method)에 의한 이론값이다. 표 1에서 알 수 있듯이 MoL방법은 덮개층의

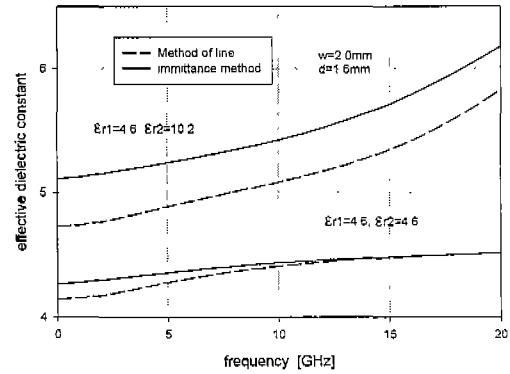


그림 2. 덮개층이 있는 마이크로스트립 선로의 주파수 변화에 따른 유효 유전율 값 비교
Fig. 2. Comparison of frequency dependent effective dielectric constant of microstrip line with overlay.

유전율이 기판의 유전율과 비슷한 경우 실험값과 더 잘 일치하나, 덮개층의 유전율이 더 큰 경우는 Immittance방법으로 구한 값이 더 잘 일치됨을 볼 수 있다.

그림 2는 유전율 4.6, 두께 1.6 mm이고 선로 폭이 2.0 mm인 선로 위에 유전율 10.2(두께 1.2 mm)와 4.6(두께 1.6 mm)인 덮개층을 각각 씌었을 때, 유효유전상수 $\epsilon_{eff}(f)$ 를 본 논문에서 언급한 두 방법에 의해 구한 값을 비교한 결과이다. Immittance 방법과 MoL방법에 의해 계산된 유효유전율 값의 결과를 비교하면, 덮개층과 기판의 유전이 같은 경우는 유효유전율의 차가 최대 0.13 그리고 덮개층의

표 1. 덮개층이 있는 경우 마이크로스트립 선로의 유효유전율의 이론값과 실험값 비교

Table 1. Comparison between theoretical and experimental results of ϵ_{eff} in case of microstrip line with overlays ($W/d_1=0.5$, $d_1=3.16$ mm $\epsilon_{r1}=2.32$).

Covering Material	ϵ_{r2}	ϵ_{eff}			
		변분법	실험값 ^[9]	Immittance방법	MoL방법
Polyolefin $d_2=1.42$ mm	2.32	2.15	2.11 ± 0.10	2.15	2.11
Mica $d_2=0.21$ mm	3.8	2.00	1.99 ± 0.09	2.01	1.96
Stycast Hik $d_2=2.59$ mm	5.0	2.90	2.75 ± 0.13	2.89	2.77
Custom High-K $d_2=1.42$ mm	10.0	3.44	3.12 ± 0.15	3.41	3.16
Water $d_2=1.38$	77	8.55	8.33 ± 0.39	8.50	8.8

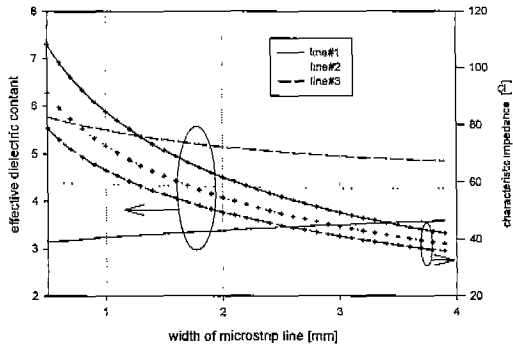


그림 3. 덮개층이 있는 마이크로스트립 선로의 폭변화에 따른 유효 유전율 값 비교
 Fig. 3. Variation of effective dielectric constant and characteristic impedance of microstrip line with overlay as a function of line width (W).

유전율이 큰 경우 최대 0.38 차이가 있음을 알 수 있다. 따라서 표 1과 그림 2의 결과로부터 본 논문에서는 선로 설계시 Immittance에 의한 이론값을 사용하였다.

본 논문에서는 중심주파수 2 GHz의 브랜치 결합기를 제작하기 위해 다음과 같은 기판을 사용하였다. 기판은 유전율 4.6이고 두께가 1.6 mm인 FR-4 기판을 사용하였고, 덮개층으로 사용될 기판은 유전율이 10.2이고 두께가 1.2 mm인 Epsilon-10 기판과 FR-4 기판을 각각 사용하였다.

그림 3은 기판의 유전율이 4.6이고 덮개층의 유전율이 4.6과 10.2인 경우, 주파수 2 GHz에서 선로 특성 변화를 각각 나타낸 것이다. 그림 3에서 선로 #1은 덮개층이 없는 FR-4 기판위의 단일 마이크로스트립 선로의 특성이며, 선로 #2와 선로 #3는 선로 #1에 FR-4 기판과 유전율 10.2인 Epsilon-10 기판을 각각 덮개층으로 이용한 선로이다. FR-4 단일 기판에 의한 선로 #1과 10.2 기판을 덮개층으로 사용한 경우인 선로 #3과의 유전율 차는 2.63이고 유전율 4.6인 덮개층을 이용한 경우인 선로 #2와의 차이는 1.25이다. 이 결과로부터 10.2인 덮개층을 이용하면 전파되는 파장이 크게 줄어들어 회로의 크기를 줄이는데 이용될 수 있음을 알 수 있다.

III. 덮개층이 있는 선로를 이용한 3 dB 브랜치 선로 결합기 설계 및 실험

그림 4는 3 dB 브랜치 선로 결합기의 구조와 중요한 설계 파라미터를 나타낸 것이며, 표 2는 중심주파수 2 GHz에서 동작되는 3종류의 브랜치 선로 결합기에 대한 설계치이다. 여기서, 브랜치선로 결합기 #1 ~ #3(BLC#1 ~ BLC#3)는 각각 선로#1 ~ 선로#3로 구현된 결합기이다.

그림 5는 그림 4의 설계된 파라미터를 이용하여 결합기의 공진 주파수를 측정한 실험한 결과이며, 중심주파수에 매우 민감한 l_2 를 변화시켜 중심주파수 변화를 나타낸 것이다. 최초 설계값에 의한 각 형태의 결합기 중심주파수는 높게 올라가 있음을

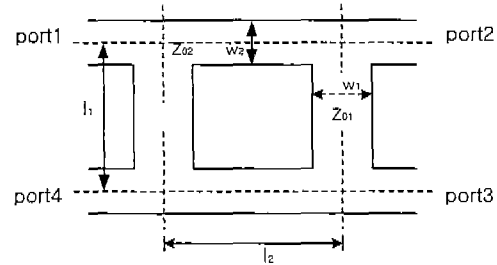


그림 4. 3 dB 브랜치 선로 결합기 구조 및 설계 파라미터
 Fig. 4. Structure of 3 dB branch line coupler and design parameters.

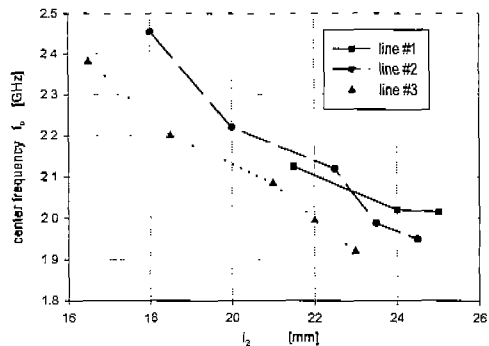


그림 5. l_2 변화에 따른 3 dB 브랜치 선로 결합기들의 중심주파수 변화
 Fig. 5. Variations of center frequency of 3 dB branch line couplers versus l_2 .

표 2. 2 GHz에서 3 dB 브랜치 선로 결합기들에 대한 설계 파라미터

Table 2. Design parameters of 3 dB branch line couplers at 2 GHz. (단위: mm)

	l_2	l_1	$50/\sqrt{2}\Omega$ 선로폭 (Z_{02} 의 폭: W_2)	50Ω 선로폭 (Z_{01} 의 폭: W_1)
BLC #1	20.0 (25.0)	19.5	5.0	2.9
BLC #2	18.0 (23.5)	18.0	4.4	2.4
BLC #3	17.0 (22.0)	16.0	3.9	1.9

알 수 있다. 그림 5의 결과로부터 결합기 형태에 관계없이 파라미터 l_2 의 길이가 약 5 mm 길어져야 중심주파수 2 GHz에서 동작되는 결합기 특성을 얻을 수 있음을 실험적으로 확인하였다. 표 2의 괄호 안의 수치는 실험적으로 확인된 최종 설계치를 나타낸 것이다.

그림 6은 브랜치 선로 결합기 BLC#3 구조에 관한 이론적 산란파라미터의 특성이다. 각 산란 파라미터의 특성에 대한 이론값은 기, 우 모드를 이용한 방법과 Immittance 방법으로 구한 유효 유전율과 임피던스를 조합하여 계산된 결과이다.

그림 7은 중심주파수 2 GHz에 맞게 조정된 덮개층이 있는 브랜치 선로 결합기인 BLC#3의 특성을

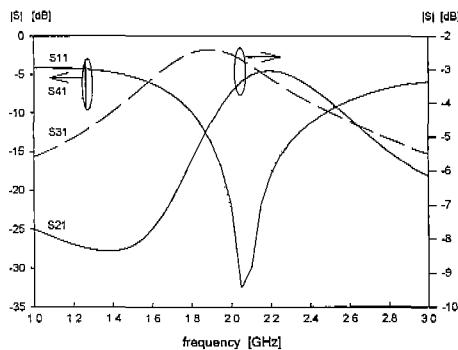
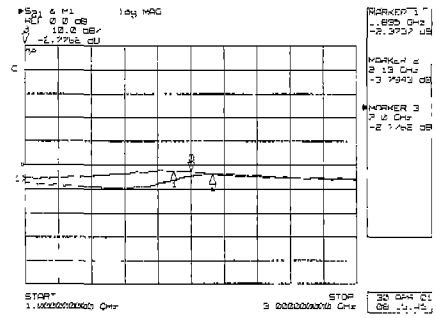
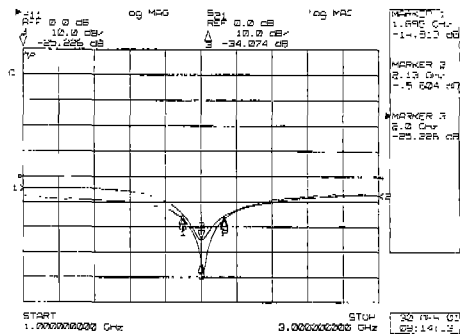


그림 6. 덮개층이 있는 3 dB 브랜치 선로 결합기의 이론적 특성(BLC#3)

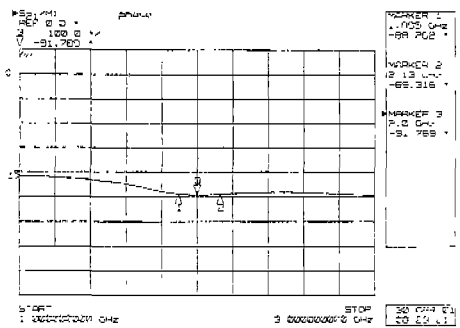
Fig. 6. Theoretical characteristics of 3 dB branch line couplers with overlay(BLC#3).



(a) coupling characteristic(unmarked line: S_{21} , marked line: S_{31})



(b) isolation and reflection characteristics((marked line: S_{11} , unmarked line: S_{41})



(c) phase balance($\angle S_{21} - \angle S_{31}$)

그림 7. 덮개층이 있는 3 dB 브랜치 선로 결합기 (BLC#3) 특성

Fig. 7. Characteristics of 3 dB branch line coupler with overlay(BLC#3).

표 3. 2 GHz에서 3 dB 브랜치 선로 결합기들의 특성

Table 3. Characteristics of 3 dB branch line couplers with overlay at 2 GHz.

	$BW_R(-15 \text{ dB})$	$BW_c (3 \text{ dB} \pm 1 \text{ dB})$	$BW_{(R+C)}$	$\Delta\phi_{\text{max}}$	ΔS
BLC #1	1.88~2.17 ≅ 290 [MHz]	2.06~2.19 ≅ 130 [MHz]	2.06~2.17 ≅ 110 [MHz]	7.7 °	100%
BLC #2	1.86~2.21 ≅ 350 [MHz]	1.98~2.12 ≅ 140 [MHz]	1.98~2.12 ≅ 140 [MHz]	5.8 °	83.6%
BLC #3	1.89~2.13 ≅ 240 [MHz]	2.01~2.14 ≅ 130 [MHz]	2.01~2.13 ≅ 120 [MHz]	1.8 °	68.6%

측정한 결과이다. 덮개층 밀착을 위해 플라스틱 나사를 사용하여 나사에 의한 영향을 최소화시켰다. 그림 6의 이론값과 비교하면 S_{11} 과 S_{41} 은 중심주파수인 2 GHz에서 대칭을 이루어 이론값과 거의 일치한다. 반면, S_{21} 과 S_{31} 은 비대칭적인 특성을 보여주고 있다. 특히, S_{21} 은 다른 산란 파라미터 특성보다 이론값과 큰 차이를 나타내고 있다. 이것은 S_{21} 이 일반적으로 다른 산란 파라미터에 비해 좁은 대역폭 특성을 갖고 있어, 선로 제작 시 오차와 덮개층의 밀착에 있어서의 오차에 매우 민감했기 때문으로 판단된다. 실험 시 덮개층의 밀착이 S_{21} 과 S_{31} 에 큰 영향을 주는 것을 관측할 수 있었다.

표 3은 위에서 설계한 3종류의 브랜치 선로 결합기들의 측정된 실험 결과값들을 종합적으로 정리하여 표로 나타낸 것이다. 표 3에서 결합기의 대역폭은 3가지로 정의하였는데 반사손실이 -15 dB 이하인 대역폭(BW_R), 결합계수가 3 dB \pm 1 dB인 대역폭(BW_c) 그리고 위의 두 대역폭 특성을 동시에 만족하는 대역폭으로 결합기의 대역폭(BW_{R+C}) 특성을 구분하였다. 결합기 면적 S 는 그림 4에서 포트 50 Ω 선로를 뺀 나머지 부분으로 정의하였다. ΔS 는 BLC#1의 총 면적은 100 %로 하고 BLC#2와 BLC#3의 면적을 퍼센트로 표현한 것이다. BLC#2는 BLC#1보다 대역폭 특성이 향상되고 16.4 % 크기가 줄어들었으며, 유전율 10.2의 덮개층을 이용한 BLC#3은 대역폭 좁아진 반면 크기는 31.4 % 감소하였음을 알 수 있다. 그리고 결합특성에 대한 대역폭이 좁아진 문제점이 발생하였는데 이를 해결하기 위해서는 우선 덮개층 고정 문제와 더불어 덮개층을 갖는 브랜치 선로 결합기를 2단 또는 3단으로 결합하는 방법¹⁰⁾에 대한 연구가 필요할 것으로 사

료된다.

IV. 결 론

3 dB 브랜치 선로 결합기 크기를 줄이기 위해 덮개층을 이용하였다. 덮개층을 갖는 선로를 해석 및 특성 분석을 위해 스펙트럴 영역에서의 Immittance 방법과 MoL 방법을 사용하였다. 이 두 방법을 이용하여 덮개층의 유전을 변화와 선로의 폭 변화에 따른 선로 유효유전을 및 특성임피던스를 특성을 구했다.

덮개층을 갖는 마이크로스트립 선로인 경우는 덮개층이 없는 일반 선로의 경우에 비해 유효 유전율이 덮개층의 유전율에 의해서 상대적으로 크게 높아짐(전파되는 파장이 크게 짧아짐)을 알 수 있었다. 이러한 덮개층의 효과를 이용하여 결합기의 크기를 소형화에 적용하였다.

덮개층의 유전을 종류에 따른 결합기를 설계 제작하여 각 결합기의 크기 및 대역폭 특성 변화를 실험하였다. 해석 결과에 의해 제작된 최초의 결합기들은 중심주파수가 고주파 쪽으로 이동되었음을 볼 수 있었다. 이런 문제를 해결하기 위해 중심주파수에 민감한 결합기의 l2 길이를 변화시킨 결과 중심주파수 2 GHz에서의 안정적인 특성을 얻을 수 있었다. 실험 결과로부터 유전율이 10.2인 덮개층을 사용한 결합기(BLC#3)는 덮개층이 없는 결합기(BLC#1)에 비해 크기는 31.4 %로 줄어들음을 확인할 수 있었다.

따라서 이 방법은 다층기판을 사용하여 브랜치 선로 결합기의 크기를 줄이는 방법으로서 유용한 방법임을 확인할 수 있었다. 특히, 이 방법은 여러

브랜치 선로 결합기로 구현되는 Butler Matrix의 소형화에 매우 유용한 방법으로 판단된다. 또한 3 dB 브랜치 선로 결합기의 광대역화를 하기 위해서는 브랜치 선로 결합기를 2단 또는 3단으로 결합하는 방법을 사용하는 데 이때도 크기를 줄이는 방법으로 사용할 수 있으리라 사료된다.

참 고 문 헌

- [1] M. Caulton, B. Hershenov, S. P. Knight and R. E. DeBrecht, "Status of lumped elements in microwave integrated circuits-Present and future", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-19, pp. 588-599, July 1971.
- [2] R. K. Gupta and W. J. Getsinger, "Quasi-lumped-element 3-and 4-port networks for MIC and MMIC applications", in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 1984, pp. 409-411.
- [3] T. Hirota, A. Minakawa and M. Muraguchi, "Reduced-size branch-line and rat-race hybrids for uniplanar MMIC's", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-38, pp. 270-275, Mar. 1990.
- [4] S. Nagamine and I. Sakagami, "On a reduced-size branch-line hybrid-ring using coupled lines", *Trans. IEICE Japan*, vol. J78-C-I, pp. 373-380, Aug. 1995.
- [5] R. Comitangelo, D. Minervini, and B. Piovano., "Beam forming networks of optimum size and compactness for multibeam antennas at 900 MHz", in *IEEE Antennas Propag. Soc. Symp. Dig.*, 1997, pp 2127- 2130.
- [6] L. Su, T. Itoh and J. Rivera, "Design of an overlay directed coupler by a Full-Wave analysis", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-31, pp. 1017-1022, Dec. 1983.
- [7] T. Itoh, *Numerical techniques for microwave and millimeter-wave passive structure*, John Wiley & Sons, Inc., 1989.
- [8] U. Schulz and R. Pregla, "A new techniques for the analysis the dispersion characteristic of planar waveguides", *Arch. Eleck. Ubertragung*, vol. 34, pp. 169-173, Apr. 1980.
- [9] I. J. Bahl and S. S. Stuchly, "Analysis of a microstrip covered with a lossy dielectric", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-28, pp. 104-109, Feb. 1980.
- [10] M. Muraguchi, T. Yukitake and Y. Naito, "Optimum design of 3-dB branch line couplers using microstrip lines", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-31, pp. 674-678, Aug. 1983.

이 승 엽



1986년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)
 1988년 2월: 연세대학교 전자공학과 대학원 (공학석사)
 1993년 8월: 연세대학교 전자공학과 대학원 (공학박사)
 1993년 9월 : 국립 여수대학교 전자통신과 부교수

[주 관심분야] 안테나, 초고주파 회로설계 및 전자파 해석, 광을 이용한 마이크로파 소자 제어