

복합 유전체기판상에 결합 마이크로스트립 대역통과필터의 설계

정회원 문승찬*, 김익수**

Design of Coupled Microstrip BandPass Filter on Composite Dielectric Substrate

Seung Chan Moon*, Ik Soo Kim** *Regular Members*

요 약

초고주파 회로에서 광범위하게 이용되는 평행 결합 마이크로스트립 대역통과필터는 2차 스프리어스 통과대역으로 필터의 응용을 제한한다. 이와 같은 문제를 해결하기 위해서 복합 유전체기판을 사용하는 방법을 제시하였다. closed-form 해석방법을 이용하여 복합 유전체기판상에 결합 마이크로스트립 선로를 해석하고 중심주파수 9GHz에서 정규화 대역폭 20%을 갖는 필터를 제작하였다. 단층기판을 갖는 필터와 비교하면 복합기판을 이용한 필터는 스프리어스 통과대역이 개선됨을 보였다.

ABSTRACT

Parallel coupled microstrip bandpass filter is widely used in microwave circuits. But this filter limits the filter applications because of the spurious passband at twice the basic passband frequency. In order to solve this problem, a method of using on composite dielectric substrate is presented. Closed form method is used to analyze coupled microstrip lines on composite dielectric substrate.

An experimental filter is fabricated over 20 percent bandwidth centered at 9 GHz. Compared with the filter on a single substrate, this filter on composite substrate shows improvement of the spurious passband.

I. 서 론

평행 결합 마이크로스트립 선로를 이용한 대역통과필터^[1,2]는 평면구조 및 소형이기 때문에 지금까지 가장 일반적으로 사용되는 필터중에 하나이다. 또한 이 필터는 저 가격으로 대량생산이 가능하며 다른 평면구조를 갖는 필터와 비교하면 상당히 좋은 성능을 보여주고 있다.

그러나 결합 마이크로스트립 선로는 두 모드(우모드와 기모드)의 장(field)분포가 다르기 때문에 두

모드의 위상속도가 서로 다르다. 이러한 두 모드 위상속도의 차이가 증가할수록 결합 마이크로스트립 선로를 이용한 대역통과필터는 통과대역 상측차단 roll-off 특성을 저하시켜 중심 주파수의 약 2배에서 2차 스프리어스 대역통과를 갖는 단점이 있다.^[3,4]

두 모드의 위상속도를 같게 하기 위해서 계단형 임피던스 공진기^[5], 캐패시터로 보상하는 방법^[6], 변형된 평행 결합선로^[7] 및 복합 유전체기판구조를 이용한 방법^[8] 등이 발표되었다.

이들중 복합 유전체기판은 하층기판의 높이와 유전율, 상층기판의 높이와 유전율을 적절히 조절하여

* 영동전문대학 정보통신과
 ** 인천대학교 정보통신공학과
 논문번호 : K01118-0416 , 접수일자 : 2001년 4월 16일

이다.

C_{f2} 는 유전율 ϵ_{r2} 과 기판높이 h_2 을 갖는 가장자리 부유용량으로 구해진다. 또한 C_{f1} 은 유전율 ϵ_{r1} 과 기판높이 $h_1 + h_2$ 을 갖는 가장자리 부유용량과 유전율 ϵ_{r1} 과 기판높이 h_2 를 갖는 가장자리 부유용량을 각각 식(5)에 대입하고 그 결과값을 빼면 구할 수 있다.

가장자리 부유용량 C'_{f1} 은 가장자리 부유용량 C_{f1} 을 구하는 방법과 유사하게 구할 수 있다.^[10]

$$C'_f = \frac{C'_{f1} C'_{f2}}{C'_{f1} + C'_{f2}} \quad (9)$$

유전체 영역에서 간격 부유용량 C_{gd} 은 다음과 같다.

$$C_{gd} = C_{gd1} + C_{gd2} \quad (10)$$

$$C_{gd1} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_{r1}}{\pi} \ln \left[\coth \left(\frac{\pi S}{4h} \right) \right] + 0.65 C'_f \left(\frac{0.02}{S/h} \sqrt{\epsilon_{r1} + 1} - \epsilon_{r1}^{-2} \right) \quad (11)$$

공기영역에서 간격 부유용량 C_{g0} 은 비대칭 코프타너 스트립선로구조^{[10]42} 이용하여 계산할 수 있다.

합 유전체기판상에 결합 마이크로스트립 선로의 특성 임피던스(Z_{oe} , Z_{oo})은 다음과 같다.

$$Z_{oe} = (C_V \sqrt{C^a_e C_o})^{-1} \quad (12a)$$

$$Z_{oo} = (C_V \sqrt{C^a_o C_o})^{-1} \quad (12b)$$

여기서 C^a_e 와 C^a_o 은 식(1)에서 유전율을 공기($\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 1$)로 대체할 때 두 모드의 부유용량이다.

2. 시뮬레이션

서로 다른 유전율을 갖는 복합 기판상에 결합 마이크로스트립 선로는 두 모드의 위상속도가 상층기판의 유전율과 높이, 하층기판의 유전율과 높이에 따라 변한다.

그림 2는 복합 유전체기판상에 결합 마이크로스트립 선로의 모드 위상속도(V_p)를 나타내었다. 복합 유전체기판상에서 상층과 하층기판의 유전율이 각각 ϵ_{r2} , ϵ_{r1} 인 경우, 기판의 전체높이 $h_1 = h_1 + h_2$ 를 고정시키고 상층과 하층기판 높이를 변화시켜 나타내었

다. 여기서 기판높이의 비가 $h_1/h_2 = 0$ 인 경우는 유전율 ϵ_{r2} 인 단층기판을 갖는 결합 마이크로스트립 선로가 되고 기판높이의 비가 $h_1/h_2 = 1$ 인 경우는 유전율 ϵ_{r1} 인 단층기판을 갖는 결합 마이크로스트립 선로가 되므로 그림 2에 나타내지 않았다. 그림 2에서 상층과 하층기판의 높이변화에 따라 두 모드의 위상속도 차이가 줄어들거나 증가하여 어떤 조건에서는 같아짐을 알 수 있다.

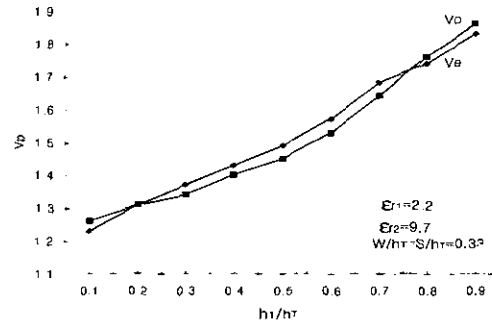
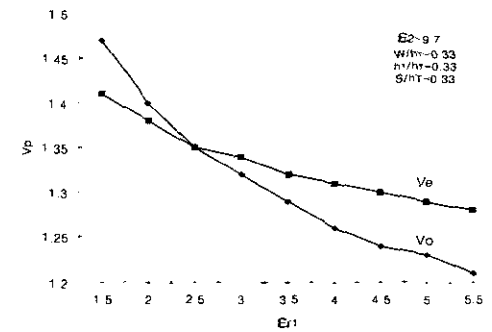
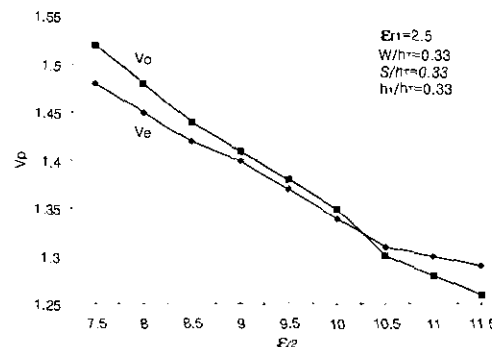


그림 2. 모드 위상속도



(a)



(b)

그림 3. (a)유전율(ϵ_{r1})의 변화에 따른 모드 위상속도 (b)유전율(ϵ_{r2})의 변화에 따른 모드 위상속도

상층기판의 높이와 하층기판의 높이를 고정시키고 두 모드의 위상속도를 하층기판의 유전율과 상층기판의 유전율의 함수로 그림 3에 나타내었다. 그림 3에서 상층기판과 하층기판의 유전율의 변화에 따라 두 모드 위상속도를 같게 할 수 있다.

그림 4는 복합기판상에 결합 마이크로스트립 선로의 모드 임피던스를 나타내었다.

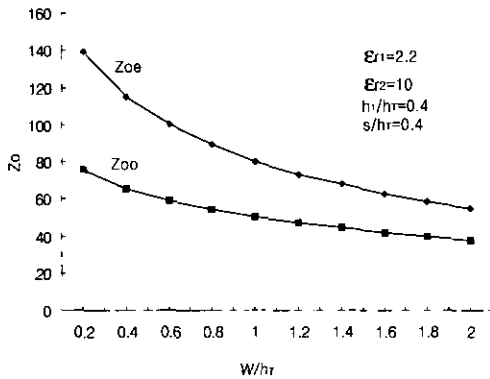


그림 4. 모드 임피던스

Ⅲ. 대역통과필터의 설계

그림 5(a)는 개방회로를 갖는 결합선로이며, 전기적 길이 θ 를 갖는 우 모드와 기모드에서 특성 임피던스 Z_{oe}, Z_{oo} 와 같고, 전기적 길이, 선로의 특성 임피던스 Z_0 와 임피던스 변환기 K 를 이용하여 그림 5(b)와 같은 등가회로로 나타낼 수 있다.

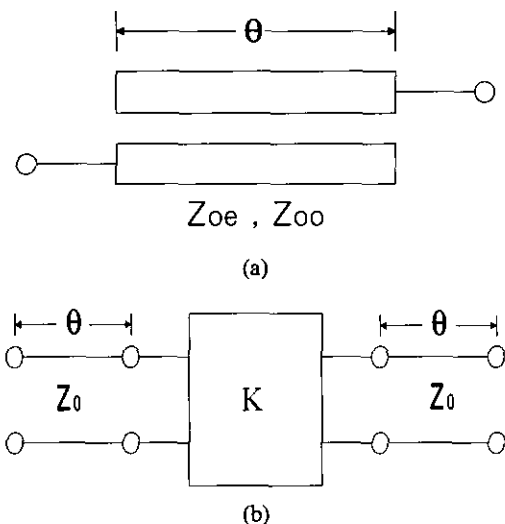


그림 5. (a) 결합 선로 (b) 등가회로

그림 5(a)에서 결합선로 ABCD 행렬식 F_a 는

$$[F_a] = \begin{bmatrix} \frac{Z_{oe} + Z_{oo}}{Z_{oe} - Z_{oo}} \cos \theta & j \frac{(Z_{oe} - Z_{oo})^2 + (Z_{oe} + Z_{oo})^2 \cos^2 \theta}{2(Z_{oe} - Z_{oo}) \sin \theta} \\ j \frac{2 \sin \theta}{Z_{oe} - Z_{oo}} & \frac{Z_{oe} + Z_{oo}}{Z_{oe} - Z_{oo}} \cos \theta \end{bmatrix} \quad (13)$$

이다. 또한 그림 5(b)에서 ABCD 행렬식 F_b 는

$$[F_b] = \begin{bmatrix} (\frac{Z_0}{K} + \frac{K}{Z_0}) \sin \theta \cos \theta & j(\frac{Z_0^2}{K} \sin^2 \theta - K \cos^2 \theta) \\ j(\frac{K}{Z_0} \sin^2 \theta - \frac{\cos^2 \theta}{K}) & (\frac{Z_0}{K} + \frac{K}{Z_0}) \sin \theta \cos \theta \end{bmatrix} \quad (14)$$

이다.

식(13)과 식(14)의 각 요소값은 결합선로(그림 5(a))와 그의 등가회로(그림 5(b))관계이므로 각각 일치하여야 한다.

$$\frac{Z_{oe} + Z_{oo}}{Z_{oe} - Z_{oo}} \cos \theta = (\frac{Z_0}{K} + \frac{K}{Z_0}) \sin \theta \cos \theta \quad (15a)$$

$$\frac{(Z_{oe} - Z_{oo})^2 + (Z_{oe} + Z_{oo})^2 \cos^2 \theta}{2(Z_{oe} - Z_{oo}) \sin \theta} \theta = \frac{Z_0^2}{K} \sin^2 \theta - K \cos^2 \theta \quad (15b)$$

$$\frac{2 \sin \theta}{Z_{oe} - Z_{oo}} = \frac{K}{Z_0^2} \sin^2 \theta - \frac{\cos^2 \theta}{K} \quad (15c)$$

$\theta = \pi/2$ 인 경우, 식(15)로부터 결합선로에 대한 우모드와 기모드의 정규화 임피던스 Z_{oe}/Z_0 와 Z_{oo}/Z_0 에 관한 관계식은

$$Z_{oe}/Z_0 = 1 + \frac{Z_0}{K} + \frac{Z_0^2}{K^2} \quad (16a)$$

$$Z_{oo}/Z_0 = 1 - \frac{Z_0}{K} + \frac{Z_0^2}{K^2} \quad (16b)$$

이다.

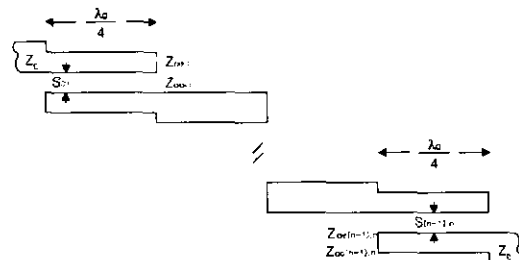


그림 6. 대역통과 필터 구조

그림 6은 결합 마이크로스트립 선로를 이용한 대역통과필터이다. 결합선로에서 전기적 길이, 우모드와 기모드의 특성 임피던스 및 간격을 각각 $\theta = \lambda_g/4, (Z_{oe})_{j-1,j}, (Z_{oo})_{j-1,j}, S_{j-1,j}$ 로 나타내었다.

$N+1$ 결합선로를 갖는 대역통과 필터에서 소자 값 g_i , 상대 대역폭 w_c 와 임피던스 변환기 $K_{j, j+1}$ 간의 관계는 대역통과 필터에서 다음과 같다.^[2]

1) 첫번째 결합선로

$$Z_0/K_{01} = \sqrt{\frac{\pi w_c}{2g_0g_1}} \quad (17a)$$

2) 중간 결합선로

$$Z_0/K_{j, j+1} = \frac{\pi w_c}{2\sqrt{g_jg_{j+1}}} \quad (j = 1, \dots, n) \quad (17b)$$

3) 끝부분의 결합선로

$$Z_0/K_{n, n+1} = \sqrt{\frac{\pi w_c}{2g_n g_{n+1}}} \quad (17c)$$

그림 6에서 각 결합선로의 우모드와 기모드의 특성 임피던스와 임피던스 변환기간의 관계를

$$(Z_{oe})_{j, j+1} = Z_0(1 + aZ_0 + a^2Z_0^2) \quad (18a)$$

$$(Z_{oo})_{j, j+1} = Z_0(1 - aZ_0 + a^2Z_0^2) \quad (18b)$$

로 하면, $N+1$ 개 결합선로를 갖는 대역통과 필터의 기능을 얻을 수 있다. 여기서 $a = 1/K_{j, j+1}$ 이고, Z_0 는 선로의 특성 임피던스이다.

IV. 실험 및 결과 검토

초고주파 대역중 X-band에서 첨예한 roll-off특성을 갖는 대역통과필터를 실현하기 위해서 복합 유전체기판상에 결합 마이크로스트립 선로를 이용하여 설계 제작하였다.

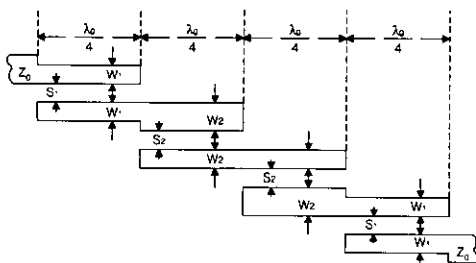


그림 7. 복합 기판상에 결합 마이크로스트립 대역통과 필터

표 1. 설계사양

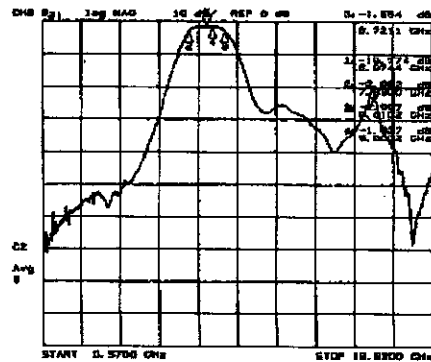
항 목	필 터
중심주파수(GHz)	9
정규화 대역폭	20%
W_1 (mm)	2.32
W_2 (mm)	2.54
l_1 (mm)	5.47
l_2 (mm)	5.45
S_1 (mm)	0.45
S_2 (mm)	0.53

실현하고자 하는 대역통과필터는 Chebyshev 응답 공진기수 $N=3$, 리플 0.2dB, 중심주파수 9 GHz 및 정규화 대역폭 20%이며, 입출력 임피던스는 특성 임피던스 $Z_0=50 \Omega$ 으로 설계한 설계사양을 표1에 나타내었다.

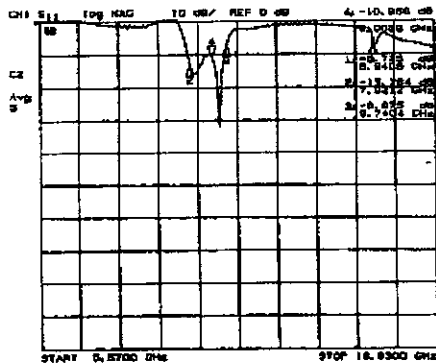
그림 7은 결합 마이크로스트립 선로의 불연속특성과 분산특성^[12]을 고려하여 설계한 대역통과필터이다. 복합 유전체기판을 갖는 대역통과필터는 하층 기판의 유전율 $\epsilon_r=2.52$, 기판의 높이 $h=0.508$ mm 인 테프론기판과 유전율 $\epsilon_r=10$, 기판의 높이 $h=1.31$ mm인 알루미늄기판을 사용하여 제작하였다.

대역통과필터의 주파수응답특성을 측정하기 위해서 HP 8722A Network Analyzer를 이용하였고 측정주파수범위는 0.5-20GHz이다.

제작된 대역통과필터의 전달특성과 반사손실을 측정하여 그림 8에 도시하였다. 중심 주파수 9GHz에서 삽입손실 1.62dB, 대역폭 19.7% 및 반사손실은 약 10.8dB이며, 2차통과대역에서 약 19.7dB이하의 감쇄특성을 얻었다. 또한 측정결과를 이미 발표



(a)



(b)

그림 8. 측정결과(복합 기판) (a)S₂₁ (b)S₁₁

된 연구결과(그림 9)^[11]와 비교하면 2차 스프리어스가 약 15dB이하의 감쇄특성으로 개선되었고 동작주파수범위내에서 양호한 결과를 얻을 수 있었다.

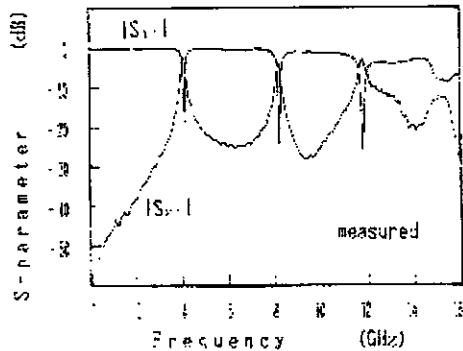


그림 9. 측정결과^[11](단일기판)

V. 결론

이동통신 및 초고주파 통신시스템에 이용되는 결합 마이크로스트립 대역통과필터는 두 모드의 위상 속도 차이로 인하여 2차 스프리어스 통과대역이 나타나 필터의 성능을 저하시킨다. 이와 같은 문제점을 해결하기 위해서 복합 유전체기판을 이용하는 방법을 제시하였다.

closed-form 해석방법을 이용하여 chebychev 응답 공진기수 $N=3$, 리플 0.2dB, 중심주파수 9GHz에서 정규화대역폭 20%을 갖는 대역통과필터를 복합 기판상에 결합 마이크로스트립 선로를 이용하여 설계 제작하였다.

측정한 결과, 중심주파수 9GHz에서 1.62dB 정도의 삽입손실과 대역폭 19.7% 및 통과대역에서 약 10.8dB이하의 반시손실을 얻었다. 또한 2차 통과대역에서 약 19.7dB이하의 감쇄특성을 얻었다.

복합기판구조를 갖는 대역통과필터의 성능이 일반적인 단층기판의 대역통과필터보다 스프리어스 통과대역이 개선됨을 확인하였다.

본 논문의 결과는 X-band 인공위성 중계기의 Down-Link 주파수대역에서 MIC 및 MMIC 필터의 성능을 향상시키는 데 크게 도움이 되리라 기대된다.

참고 문헌

- [1] S.B.Cohn, "Parallel-coupled transmission-line-resonator filter," IRE Trans on. Microwave Theory Tech, Vol.MTT-6, pp.223-231, Apr. 1958.
- [2] G.L. Mattaei, L.Young, and E.M.T. Jones, "Microwave filters, impedance matching networks and coupling structure," Artech House, Norwood, 1980.
- [3] A.K. Sharma, "Spectral domain analysis of interacting Microstrip resonant structures," IEEE Trans on. MTT-31, No.8, pp.681-685, 1983.
- [4] L.Zhu and K.Wu, "Accurate circuit model of interdigital capacitor and its application to design of new quasi-lumped miniaturized filters with suppression of harmonic resonance," IEEE Trans on. MTT., Vol.48. No.3, pp.347-356, 2000.
- [5] M. Makimoto and S. Yamashita, "Bandpass filters using parallel coupled stripline stepped impedance resonators," IEEE Trans on. MTT-28, No.12, pp.1413-1417, 1980.
- [6] I.J. Bahl, "Capacitively compensated high performance parallel coupled microstrip filters," IEEE MTT-S.Digest, pp.679-682, 1989
- [7] C.Y. Chang, T.Itoh, "A modified parallel-coupled filter structure that improves the upper stopband rejection and response symmetry," IEEE Trans on.MTT, Vol.39, No.2, pp.310-313, Feb.1991.
- [8] J.P. Gib and C.A. Balanis, "Pulse distortion on

