

복합 유전체기판상에 비대칭 결합 마이크로스트립 대역통과필터의 설계

정희원 김익수*, 문승찬**

Design of Asymmetrical Coupled Microstrip BandPass Filter on Composite Dielectric Substrate

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

요 약

초고주파 회로에서 광범위하게 이용되는 평행 결합 마이크로스트립 대역통과필터는 좁은 대역폭 과 2차 스프리어스 통과대역으로 필터의 응용을 제한한다. 이와같은 문제를 해결하기 위해서 복합 유전체기판상에 비대칭 결합 마이크로스트립 선로를 이용하는 방법을 제시하였다. closed-form 해석방법을 이용하여 복합 유전체기판상에 비대칭 결합 마이크로스트립 선로를 해석하고 중심주파수 9GHz 에서 정규화 대역폭 33%을 갖는 필터를 제작하였다. 단층기판을 갖는 필터와 비교하면 복합 유전체기판을 이용한 필터는 스프리어스 통과대역이 약 20dB 이상 개선됨을 보였다.

Key Words : microstrip filter; asymmetrical coupled lines; composite substrate.

ABSTRACT

Parallel coupled microstrip bandpass filter is widely used in microwave circuits. But this filter limits the filter applications because of the narrow bandwidth and the spurious passband at twice the basic passband frequency. In order to solve this problem, a method of the asymmetrical coupled microstrip lines on composite dielectric substrate is presented. Closed form method is used to analyze the asymmetrical coupled microstrip lines on composite dielectric substrate. An experimental filter is fabricated over 33% 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. 서론

평행 결합 마이크로스트립 선로를 이용한 대역통과필터^[1]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 결합도가 낮기 때문에 좁은 대역폭을 갖는다는 단점이 있다^[2]. 또한 두 모드의 장분포가 다르기 때

문에 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]

넓은 통과대역을 얻기 위해서 비대칭 결합 마이크로스트립 선로^[4], broadside 결합 마이크로스트립 선로^[5] 및 다층 유전체구조^[6] 등을 이용한 연구가 이루어져 왔다.

두 모드의 위상속도를 같게하기 위해서 캐패시터로 보상하는 방법^[7], 복합 유전체기판구조

* 인천대학교 정보통신공학과, ** 강릉영동대학 정보통신과 (scmoon@gyc.ac.kr)
논문번호 : 030237-0602, 접수일자 : 2003년 6월 2일

을 이용한 방법^[8] 및 변형된 평행 결합선로^[9] 등이 발표된 바 있다.

본 논문에서는 비대칭 결합 마이크로스트립 선로와 복합 유전체기판을 이용하여 대칭 결합 선로를 이용한 대역통과필터의 단점을 해결하고자 한다.

비대칭 결합 마이크로스트립 선로는 결합선로의 폭과 간격을 조정하여 임피던스 변환과 광대역 특성을 갖고 있다. 또한 서로 다른 유전율을 갖는 복합 유전체기판은 상층기판의 유전율과 기판높이, 하층기판의 유전율과 기판높이를 적절히 조절하여 모드 위상속도의 차이를 줄이거나 같게 할수 있다는 장점을 갖고 있다.

closed-form 해석방법^[10]을 이용하여 복합 유전체기판상에 비대칭 결합 마이크로스트립 선로의 모드 파라미터를 구하였다.

복합 유전체기판상에 비대칭 결합 마이크로스트립 선로를 이용하여 Chebyshev 응답 X-band에서 첨예한 roll-off 특성을 갖는 대역통과 필터를 설계하였다.

복합 유전체기판상에 대역통과필터는 하층 기판의 유전율 $\epsilon_r = 2.52$, 기판의 높이 $h = 0.508$ mm인 테프론기판과 유전율 $\epsilon_r = 10$, 기판의 높이 $h = 1.31$ mm인 알루미늄기판을 사용하여 제작하였다.

측정결과, 중심 주파수 9GHz 에서 삽입손실 1.41dB, 대역폭 35% 및 반사손실은 약 14dB이며, 2차 통과대역에서 약 24dB 이하의 감쇄특성을 얻었다. 또한 측정결과를 단층기판을 갖는 필터^[11]와 비교하면 복합기판을 갖는 필터의 2차 스프리어스 통과대역이 개선됨을 확인하였다.

II. 복합 유전체기판상에 비대칭 결합 마이크로스트립 선로

1. 모드 파라미터

그림 1은 복합 유전체기판상에 비대칭 결합 마이크로스트립 선로이며, 비대칭 결합 마이크로스트립 선로의 총 부유용량을 여러가지 부유용량으로 나누어 나타내었다. 여기서 결합선로의 폭 W_Y ($Y=L, R$), 결합선로 간격 S , 유전율 ϵ_{ri} ($i=1, 2$) 및 기판높이 h_i ($i=1, 2$)이며, 유전체기판은 무손실이며 선로의 두께는 무시하였다.

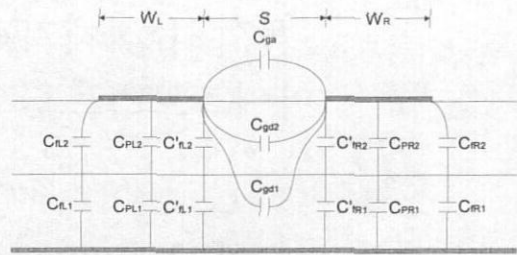


그림.1 복합 유전체기판상에 비대칭 결합 마이크로스트립 선로의 여러가지 부유용량

이들 부유용량을 각각 자기 부유용량 C_{LL} , C_{RR} 및 상호 부유용량 C_{LR} 으로 나타내면 다음과 같다.^[10]

$$C_{LL} = C_{fL} + C_{pL} + C'_{fL} + C_{gd} + C_{ga} \quad (1a)$$

$$C_{RR} = C_{fR} + C_{pR} + C'_{fR} + C_{gd} + C_{ga} \quad (1b)$$

$$C_{LR} = C_{gd} + C_{ga} \quad (1c)$$

복합 유전체기판상에 비대칭 결합 마이크로스트립 선로의 자기 인덕턴스 L_{LL} , L_{RR} 및 상호 인덕턴스 L_{LR} 은 식(1)에서 유전율을 공기 ($\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 1$) 로 대체할때 자기 부유용량 C_{LL}^a , C_{RR}^a 및 간격 부유용량 C_{LR}^a 로 부터 다음과 같다.^[10]

$$L_{LL} = \frac{10 C_{RR}^a}{9 \Delta C^a} \quad (2a)$$

$$L_{RR} = \frac{10 C_{LL}^a}{9 \Delta C^a} \quad (2b)$$

$$L_{LR} = \frac{10 C_{LR}^a}{9 \Delta C^a} \quad (2c)$$

여기서 $\Delta = C_{LL}^a C_{RR}^a - (C_{LR}^a)^2$ 이다.

식(2)에서 인덕턴스 L_{LL} , L_{RR} , L_{LR} 의 단위는 nH/cm 이며, 부유용량 C_{LL}^a , C_{RR}^a , C_{LR}^a 의 단위는 pF/cm 이다.

복합 유전체기판상에 비대칭 결합 마이크로스트립 선로의 C-모드 와 II-모드 위상속도는

$$V_{PC,M} = \frac{C_V}{\sqrt{\epsilon_{re}(C,M)}} \quad (3)$$

이며, 특성 임피던스는 다음과 같다.

$$Z_{CL} = \frac{C_V}{\sqrt{\epsilon_{rec}}} \left(L_{LL} - \frac{L_{LR}}{R_{II}} \right) \quad (4a)$$

$$Z_{III} = \frac{C_V}{\sqrt{\epsilon_{reII}}} \left(L_{LL} - \frac{L_{LR}}{R_C} \right) \quad (4b)$$

$$Z_{CR} = -R_c R_\pi Z_{CL} \quad (4c)$$

$$Z_{\pi R} = -R_c R_\pi Z_{\pi L} \quad (4d)$$

여기서

$$\epsilon_{re(c,\pi)} = 2C_V [L_{LL}C_{LL} + L_{RR}C_{RR} - 2L_{LR}C_{LR} \pm \lambda]^{-1}$$

$$\lambda = \sqrt{4(L_{LR}C_{RR} - L_{LL}C_{CR})(L_{LR}C_{LL} - L_{RR}C_{LR}) + (L_{RR}C_{RR} - L_{LL}C_{LL})^2}$$

$$R_{C,II} = \frac{(L_{RR}C_{RR} - L_{LL}C_{LL}) \pm \lambda}{2(L_{LR}C_{RR} - L_{LL}C_{LR})}$$

이며, C_V 는 자유공간에서 빛의 속도이다.

2. 시뮬레이션

closed-form 해석방법을 이용하여 복합 유전체기판상에 비대칭 결합 마이크로스트립 선로의 모드 파라미터를 구하였다.

그림 1과 같은 서로 다른 유전율을 갖는 복합 유전체기판상에 비대칭 결합 마이크로스트립 선로에서 두 모드(C-모드와 II-모드)의 위상속도와 특성 임피던스는 상층기판의 높이와 유전율 및 하층기판의 높이와 유전율에 따라 변한다.

복합 유전체기판상에 비대칭 결합 마이크로스트립 선로에서 상층과 하층기판의 유전율이 각각 $\epsilon_{r2}, \epsilon_{r1}$ 인 경우, 기판의 전체높이 $h_T = h_1 + h_2$ 를 고정시키고 상층과 하층기판 높이를 변화시키면서 모드 위상속도(V_p)를 그림 2 에 나타내었다. 여기서 기판높이의 비가 $h_1/h_T=0$ 인 경우는 유전율 ϵ_{r2} 인 단층기판을 갖는 결합 마이크로스트립 선로가 되고 기판높이의 비가 $h_1/h_T=1$ 인 경우는 유전율 ϵ_{r1} 인 단층기판을 갖는 결합 마이크로스트립 선로가 되므로 그림 2 에 나타내지 않았다. 그림 2 에서 상층과 하층기판의 높이 변화에 따라 두 모드의 위상속도 차이가 줄어들거나 증가하여 어떤조건에서는 같아짐을 알수있다. $\epsilon_{r1}=2.2, \epsilon_{r2}=9.7, W_L/h_T=1.26, W_R/h_T=0.94, S/h_T=0.25$ 인 조건하에서 $h_1/h_T \approx 0.3, h_1/h_T \approx 0.75$ 일 때 두 모드의 위상속도가 같아짐을 확인할 수 있었다. 상층기판과 하층기판의 유전율의 변화에 따라 모드 위상속도를 같게 할 수 있다. 상층기판의 높이와 하층기판의 높이를 고정시키고 두 모드의 위상속도를 하층기판의 유전율 ϵ_{r1} 또는 상층기판의 유전율

ϵ_{r2} 의 함수로 그림3에 나타내었다. 그림3(a)에서 $\epsilon_{r2}=9.7, W_L/h_T=0.28, W_R/h_T=0.7, S/h_T=0.21, h_1/h_T=0.17$ 인 조건하에서 $\epsilon_{r1} \approx 2.5$ 일 때 두 모드의 위상속도가 같아짐을 알수있었다. 또한 그림3(b)에서, $\epsilon_{r1}=2.2, W_L/h_T=0.28, W_R/h_T=0.7, S/h_T=0.21, h_1/h_T=0.17$ 인 조건하에서 $\epsilon_{r2} \approx 8.5$ 일 때 두 모드의 위상속도가 같아짐을 확인할 수 있었다.

그림4는 결합선로 간격(S)의 변화에 따른 복합 유전체기판상에 비대칭 결합 마이크로스트립 선로의 모드 임피던스를 나타내었다.

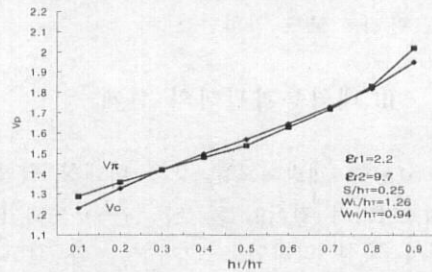
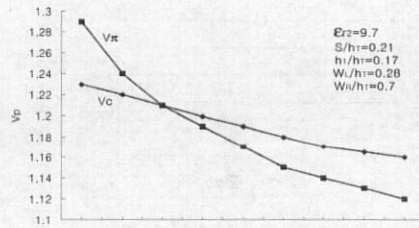
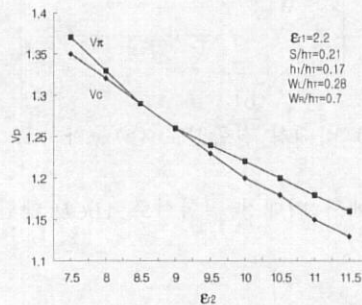


그림 2. h_1/h_T 의 변화에 따른 모드 위상속도



(a)



(b)

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

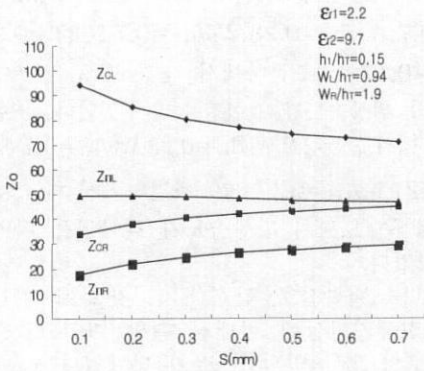


그림 4. 모드 임피던스

III. 대역통과필터의 설계

그림 5(a)는 개방회로를 갖는 비대칭 결합 선로이며, 전기적 길이 θ 를 갖는 C-모드와 Π -모드에서 특성 임피던스 Z_C, Z_{Π} 와 같고, 전기적 길이, 선로의 특성 임피던스 Z_0 와 임피던스 변환기 K 을 이용하여 그림 5(b)와 같은 등가회로로 나타낼 수 있다.

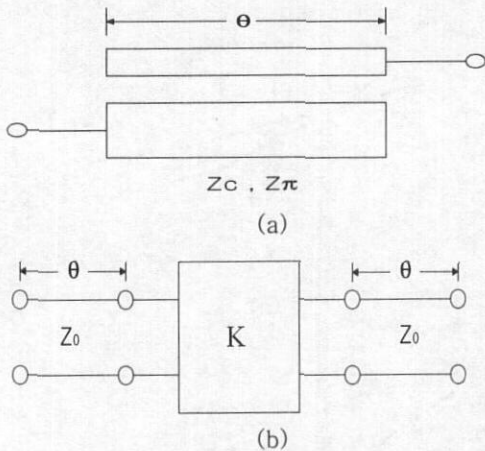


그림 5. (a) 비대칭 결합선로 (b) 등가회로

그림 5(a)에서 비대칭 결합선로 ABCD 행렬 식 F_a 는

$$[F_a] = \begin{bmatrix} \frac{Z_C + Z_{\Pi} \cos \theta}{Z_C - Z_{\Pi}} & j \frac{(Z_C - Z_{\Pi})^2 + (Z_C + Z_{\Pi})^2 \cos^2 \theta}{2(Z_C - Z_{\Pi}) \sin \theta} \\ j \frac{2 \sin \theta}{Z_C - Z_{\Pi}} & \frac{Z_C + Z_{\Pi}}{Z_C - Z_{\Pi}} \cos \theta \end{bmatrix} \quad (5)$$

이다. 또한 그림 5(b)에서 ABCD 행렬식 F_b 는

$$[F_b] = \begin{bmatrix} \left(\frac{Z_0}{K} + \frac{K}{Z_0} \right) \sin \theta \cos \theta & j \left(\frac{Z_0^2}{K} \sin^2 \theta - K \cos^2 \theta \right) \\ j \left(\frac{K}{Z_0} \sin^2 \theta - \frac{\cos^2 \theta}{K} \right) & \left(\frac{Z_0}{K} + \frac{K}{Z_0} \right) \sin \theta \cos \theta \end{bmatrix} \quad (6)$$

이다.

식(5)과 식(6)의 각 요소값은 결합선로(그림 5(a))와 그의 등가회로(그림 5(b))관계이므로 각각 일치하여야한다.

$$\frac{Z_C + Z_{\Pi}}{Z_C - Z_{\Pi}} \cos \theta = \left(\frac{Z_0}{K} + \frac{K}{Z_0} \right) \sin \theta \cos \theta \quad (7a)$$

$$\frac{(Z_C - Z_{\Pi})^2 + (Z_C + Z_{\Pi})^2 \cos^2 \theta}{2(Z_C - Z_{\Pi}) \sin \theta} = \frac{Z_0^2}{K} \sin^2 \theta - K \cos^2 \theta \quad (7b)$$

$$\frac{2 \sin \theta}{Z_C - Z_{\Pi}} = \frac{K}{Z_0^2} \sin^2 \theta - \frac{\cos^2 \theta}{K} \quad (7c)$$

식(7)으로부터 비대칭 결합선로에 대한 C-모드와 Π -모드의 정규화 임피던스 Z_C/Z_0 와 Z_{Π}/Z_0 로 나타내면 다음과 같다.

$$\frac{Z_C}{Z_0} = \frac{1 + \left(\frac{Z_0}{K} \right) \operatorname{cosec} \theta + \left(\frac{Z_0}{K} \right)^2}{1 - \left(\frac{Z_0}{K} \right)^2 \cot^2 \theta} \quad (8a)$$

$$\frac{Z_{\Pi}}{Z_0} = \frac{1 - \left(\frac{Z_0}{K} \right) \operatorname{cosec} \theta + \left(\frac{Z_0}{K} \right)^2}{1 - \left(\frac{Z_0}{K} \right)^2 \cot^2 \theta} \quad (8b)$$

식(8)에서 $\theta = \pi/2$ 인 경우, 비대칭 결합선로에 대한 C-모드와 Π -모드의 정규화 임피던스 Z_C/Z_0 와 Z_{Π}/Z_0 는

$$Z_C/Z_0 = 1 + \frac{Z_0}{K} + \frac{Z_0^2}{K^2} \quad (9a)$$

$$Z_{\Pi}/Z_0 = 1 - \frac{Z_0}{K} + \frac{Z_0^2}{K^2} \quad (9b)$$

이다.

그림 6은 비대칭 결합 마이크로스트립 선로를 이용한 대역통과필터이다. 결합 마이크로스트립 선로에서의 전기적 길이, C-모드와 Π -모드의 특성 임피던스 및 간격을 각각 $\theta = \lambda_g/4$,

$(Z_C)_{j-1,j}$, $(Z_{\Pi})_{j-1,j}$, S_j 로 나타내었다.

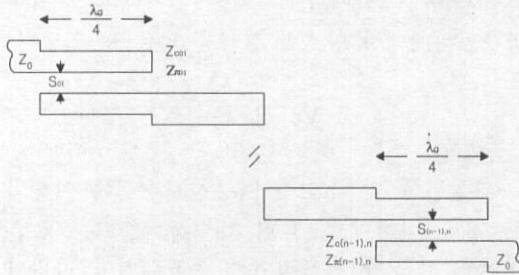


그림6. 대역통과 필터 구조

$N+1$ 결합선로를 갖는 대역통과 필터에서 소자값 g_j , 상대 대역폭 w_c 와 임피던스 변환기 $K_j, j+1$ 간의 관계는 대역통과 필터에서 다음과 같다.^[12]

1) 첫번째 결합선로

$$Z_0/K_{01} = \sqrt{\frac{\pi w_c}{2g_0g_1}} \quad (10a)$$

2) 중간 결합선로

$$Z_0/K_{j, j+1} = \frac{\pi w_c}{2\sqrt{g_jg_{j+1}}} \quad (j = 1, \dots, n) \quad (10b)$$

3) 끝부분의 결합선로

$$Z_0/K_{n, n+1} = \sqrt{\frac{\pi w_c}{2g_n g_{n+1}}} \quad (10c)$$

그림 6에서 비대칭 결합 마이크로스트립 선로의 C-모드와 II-모드의 특성 임피던스와 임피던스 변환기간의 관계를

$$(Z_C)_{j, j+1} = Z_0(1 + aZ_0 + a^2Z_0^2) \quad (11a)$$

$$(Z_{II})_{j, j+1} = Z_0(1 - aZ_0 + a^2Z_0^2) \quad (11b)$$

로하면, $N+1$ 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-off 특성을 갖는 대역통과필터를 실현하기 위해서 복합 유전체기판상에 비대칭 결합 마이크로스트립 선로를 이용하여 설계 제작하였다.

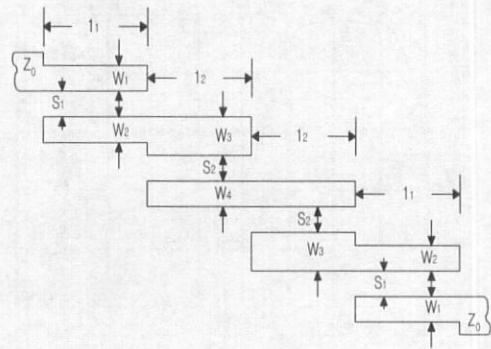


그림7. 대역통과 필터

표 1 설계사양

| 항 목 | | 필 터 | |
|---------|-------|---------|------|
| 중심주파수 | | 9(GHz) | |
| 정규화 대역폭 | | 33% | |
| Zc | 81.46 | W1 (mm) | 0.5 |
| | | W2 (mm) | 0.18 |
| | | l1 (mm) | 5.42 |
| ZII | 80.38 | S1 (mm) | 0.5 |
| | | W3 (mm) | 0.55 |
| | | W4 (mm) | 0.18 |
| Zc | 77.79 | l2 (mm) | 5.37 |
| | | S2 (mm) | 0.54 |
| ZII | 78.87 | | |

실현하고자하는 대역통과필터는 Chebyshev 응답 공진기수 $N=3$, 리플 0.2 dB, 중심주파수 9 GHz 및 정규화 대역폭 33%이며, 입출력 임피던스는 특성 임피던스 $Z_0=50 \Omega$ 으로 설계한 설계사양을 표1에 나타내었다.

그림7은 결합 마이크로스트립 선로의 불연속특성과 분산특성^[13]을 고려하여 설계한 대역통과필터이다.

복합 유전체기판을 갖는 대역통과필터는 하층기판의 유전율 $\epsilon_r=2.52$, 기판의 높이 $h=0.508$ mm인 테프론기판 과 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 그림8에 도시하였다. 측정한 결과, 중심주파수 9GHz에서 약 1.41dB의 삽입손실과

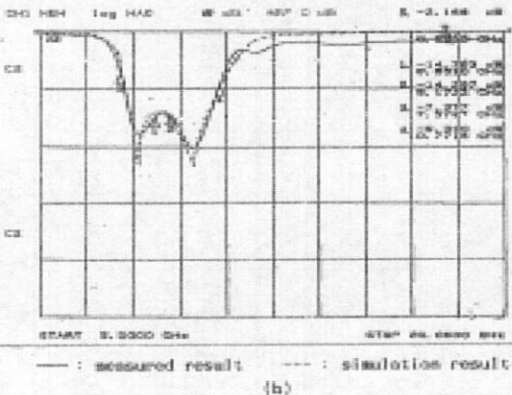
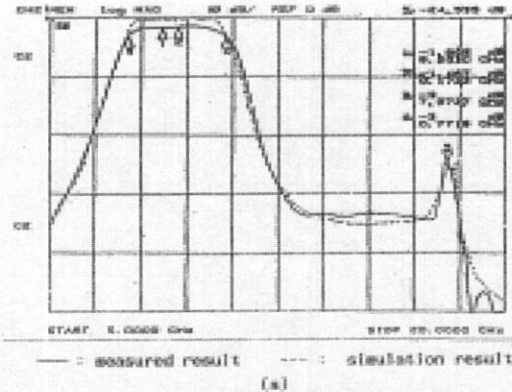


그림 8. 측정결과 (a) S_{21} (b) S_{11}

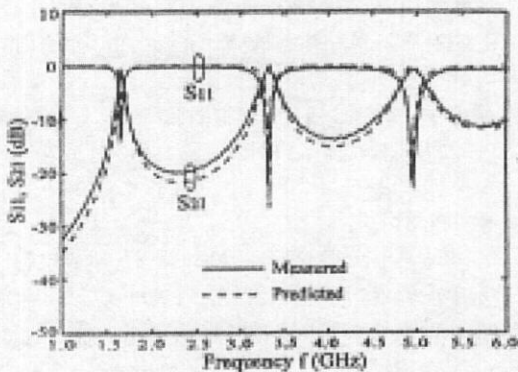


그림9. 측정결과 ^[11] (단일기판)

대역폭 35 % 및 약 14 dB정도의 반사손실을 얻었다. 또한 2차 통과대역 주파수에서 약 24 dB이하의 감쇄특성을 갖는 양호한 결과를 얻을 수 있었다.

측정결과(그림8)를 이미 발표된 연구결과(그림9)^[11]와 비교하면 2차 스프리어스가 약

20dB이상의 감쇄특성으로 개선되었고 동작주파수범위내에서 양호한 결과를 얻을 수 있었다.

V. 결 론

위성통신 및 초고주파 통신시스템에 이용되는 결합 마이크로스트립 대역통과필터는 좁은 대역폭 과 2차 스프리어스 통과대역이 나타나 필터의 성능을 저하시킨다. 이와같은 문제점을 해결하기 위해서 복합 유전체기판상에 비대칭 결합 마이크로스트립 선로를 이용하는 방법을 제시하였다.

closed-form 해석방법을 이용하여 cheby-chev 응답 공진기수 $N=3$, 리플 0.2dB, 중심주파수 9GHz에서 정규화대역폭 33%을 갖는 대역통과필터를 복합 유전체기판상에 비대칭 결합 마이크로스트립 선로를 이용하여 설계 제작하였다.

측정한 결과, 중심주파수 9GHz에서 약 1.41dB의 삽입손실과 대역폭 35 % 및 약 14 dB정도의 반사손실을 얻었다. 또한 2차 통과대역 주파수에서 약 24 dB이하의 감쇄특성을 갖는 양호한 결과를 얻을 수 있었다.

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 향상시키는데 크게 도움이 되리라 기대된다.

참 고 문 헌

- [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] J.S.Hong and M.J.Lancaster, "Aperture-coupled microstrip open-loop resonators and their applications to the design of novel microstrip bandpass filters", IEEE Trans on. Microwave Theory and Techniques, Vol.47.No.9, pp. 1848-1855, 1999.

- [3] 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.
- [4] V.K.Tripathi, "Asymmetrical coupled transmission lines in an inhomogeneous medium", "IEEE Trans on.Microwave Theory and Techniques,Vol.23,No.9, pp.734-739,1975.
- [5] M.Tran and C.Nguyen, "Modified broad side coupled microstrip lines suitable for MIC and MMIC applications and a new class of broadside-coupled band-pass filters," "IEEE Trans on.Microwave Theory and Techniques,Vol.MTT.Vol.41,No.8,pp.1336-1342,1993.
- [6] C.Cho and K.C.Gupta, "Design methodology for multilayer coupled line filters", "IEEE MTT-S Digest,pp.785-788,1997.
- [7] I.J.Bahl, "Capacitively compensated high performance parallel coupled microstrip filters," "IEEE MTT-S.Digest,pp.679-682,1989
- [8] J.P.Gib and C.A.Balanis, "Pulse distortion on multilayer coupled microstrip lines," "IEEE Trans on.Microwave Theory and Techniques,Vol.37,No.10,pp.1620-1627,1989.
- [9] 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.
- [10] S.S.Bedair, "Characteristics of some asymmetrical coupled transmission lines," "IEEE Trans on.MTT-32,pp.108-110,Jan.1984.
- [11] T.Shibata,T.Hayashi,and T.Kimura, "Analysis of microstrip circuits using three-dimensional full-wave electromagnetic field analysis in the time domain," "IEEE Trans on.MTT-36, pp.1064-1070,1988.
- [12] G.L.Mattaei,L.Young,and E.M.T.Jones, "Microwave filters,impedance matching network and coupling structure," "Artech House,Norwood, 1980.
- [13] T.Edwards, "Foundations for micro-strip circuits design," "John Wiley & Sons,ch.5,1992.

문 승 찬 (Seung-Chan Moon) 정회원
현재 : 강릉영동대학 정보통신과 조교수

김 익 수 (Ik-Soo Kim) 정회원
현재 : 인천대학교 정보통신공학과 교수