

Finitely Backed Conductor를 이용한 코플래너 웨이브가이드 대역통과 필터

Design of the CPW Band-Pass Filters Using the Finitely Backed Conductor

송기재 · 이종철 · 김종현 · 이병제 · 김남영

Ki-Jae Song · Jong-Chul Lee · Jong-Heon Kim · Byungje Lee · Nam-Young Kim

요 약

본 논문에서는 Finitely Backed Conductor(FBC) CPW(Coplanar Waveguides) 구조를 이용한 대역 통과 필터를 제안한다. 특히, 마이크로 스트립 전송 선로와 비교하여 CPW구조의 단점인 적은 결합량 문제를 해결하기 위한 방법으로 구조적 변화를 통한 특성 향상을 소개한다. 본 논문에서는 FBC 구조를 이용하여 협대역 대역 통과 필터를 제안하였으며, 측정 결과를 통해 삽입 손실의 향상 효과를 확인할 수 있다. Finitely backed conductor (FBC)를 이용한 CPW 대역 통과 필터를 설계하기 위해 FEM 방식을 이용한 HP사의 HFSS 소프트웨어를 사용하였다.

Abstract

This paper presents the design and implementation of the CPW end-coupled band-pass filter with the finitely backed conductor (FBC). To reduce the large insertion loss in CPW structure, the improvement in loss characteristic through the change of CPW structure is introduced. The CPW filters with narrow bandwidth are suggested and characterized for their microwave performance using the finitely backed conductor. This structure

I. 서 론

현대의 통신 시스템을 구성하는 소자 중 대역 통과 필터는 중요한 부품 중 하나로 광범위하게 사용되고 있다. 마이크로 웨이브 소자들의 발달과 더불어, 집적 회로(MIC) 구조는 점점 복잡해지고 있으며, 낮은 손실과 생산성이 우수한 소자들이 요구되고 있다. 지금까지는 수동소자 설계 시 주로 마이크로 스트립 선로를 이용해 왔으며, 여러 종류의 선로(그림 1)들이 연구되어지고 있다^[1]. 현재 단일 칩 초고주파 집적회로(Monolithic Microwave Integrated

Circuits : MMIC)의 발달과 더불어 이에 응용할 수 있는 수동소자가 요구되고 있고, 적합한 구조로써 코플래너 웨이브가이드가 부각되고 있다.

마이크로 스트립 선로와 코플래너 웨이브가이드를 비교해 보면, 분산(dispersion)은 CPW구조가 마이크로 스트립 선로보다 적고, 회로의 크기면에서도 소형화할 수 있다는 장점은 이미 알려져 있다. 그러나, 마이크로 스트립 선로에 비해 CPW구조는 결합량(coupling)이 적어 상대적으로 손실이 많고, 따라서, CPW 구조를 이용한 수동소자 제작 시 가장 큰 문제로 대두되고 있다. 이를 극복하기 위해, 높은 유

*광운대학교 전자공학부 RFIC 센터 / 미션테크놀로지 연구센터(RFIC Center / Mission Technology Research Center, School of Electronic Engineering, Kwangwoon University)

· 논문 번호 : 20000321-036

· 수정완료일자 : 2000년 9월 21일

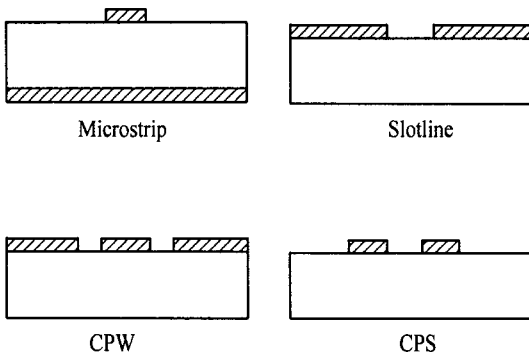


그림 1. 전송선로 종류 및 측면도

전율의 기판을 사용하거나^[2], 초전도성 도체(superconductor)를 이용하여^[3], 적은 손실을 갖는 수동 소자가 연구되고 있다. 하지만, 이는 CPW의 장점을 충분히 활용하지 못할 정도의 제작상의 어려움과 많은 비용이 문제가 되고 있다. 따라서, 본 논문에서는 어려운 제작공정을 필요로 하지 않으면서, 마이크로 스트립 선로 구조와 유사한 특성을 가질 수 있는 CPW구조를 연구하였으며, 개방 단 필터에 응용할 수 있는 구조를 제시한다.

본 논문에서는 개방 단 필터(end-coupled filter)의 경우, 입력 단과 공진 회로 간의 결합량을 상대적으로 높이기 위해 3차원적 구조의 설계를 실행하였다. 다시 말해, 입력단과 공진기, 공진기와 출력 단의 결합량을 최대화 하기 위해 finitely backed conductor (FBC) CPW 대역 통과 필터를 설계하였다. FBC를 사용하지 않은 CPW 구조의 필터와 FBC를 사용한 CPW 구조의 필터를 제작, 측정함으로써 상호 특성 변화를 비교한다.

II. 필터 설계 이론

필터를 설계하기 위한 작업과정에서, CPW 구조 상 나타나는 불연속성은 Quasi-static approximation 방식으로 특성을 연구할 수 있으며, 사실상 계산 없이도 필터의 대역폭이나, 중심 주파수에 대한 대략의 정보를 얻을 수 있다. 그러나, 주파수가 마이크로파대로 올라가면서, Quasi-static approximation 방식으로는 필터의 특성을 계산할 수 없다. 결국, Full-wave 분석 방법^[4]과 Quasi-TEM spectral-domain

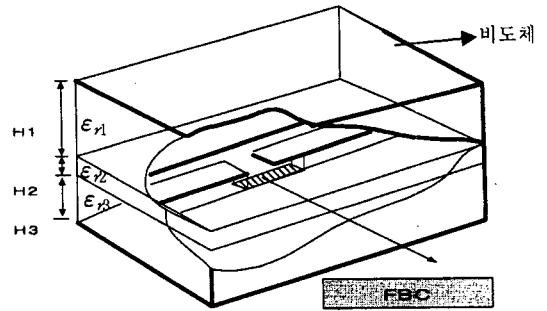


그림 2. 입력 단과 공진기 사이의 FBC

approach 방법을 주로 사용하게 된다^[5].

본 논문에서는 등가회로와 Even, Odd 모드를 이용하여 FBC 구조를 분석함으로써, 회로의 커패시턴스 값을 유도하였다. FBC 방식을 이용한 CPW 구조의 대역 통과 필터 설계 레이아웃은 그림 2와 같다. 공진기 필터의 경우, 삽입 손실은 입·출력부와 공진부와의 결합량에 의해 결정되어진다. 마이크로 스트립 선로의 경우, 일반적으로 결합량을 늘리기 위해, 평면적 구조 변화를 통하여 삽입손실의 개선을 시도하는 것이 보통이지만, CPW 구조에서는 평면적 구조 변화를 통해 삽입 손실을 개선시키기는 것은 상당히 어렵다. 따라서, 본 논문에서는 3차원적 구조 변화를 통해, 결합량을 최대화 하는데 역점을 두었다. 즉, 입·출력부와 공진부 사이에 FBC 구조를 결합함으로써, 근접 필드를 유도하고, 입·출력부와 공진부 사이에서의 결합량 뿐만 아니라, 입·출력부와 FBC, 공진부와 FBC의 결합량을 추가하는 구조를 제안한다.

공진기 필터의 중요한 특성 중 하나인 Q값에 대해서는, 본 논문에서 제안하는 대역통과 필터의 경우, 입·출력단과 공진기 간의 FBC는 본래의 공진기 구조를 변경한 것이 아니고, 다만 입출력 feeding 부분만을 변경하였으므로 본래의 공진기가 갖고 있는 Q값에는 크게 영향을 주지 않는다.

그림 3은 입력단과 공진기, 그리고 FBC간의 커패시턴스를 등가 회로로 표현한 그림이다.

등가회로는 직렬 커패시터와 병렬 커패시터 그리고 인덕터로써 구성되어 있다. 그림 3에서 직렬 커패시터는 입력단과 공진기간의 갭에 의해 발생하며, 또한 FBC와 입력 단, 공진기간에 병렬 커패시턴스

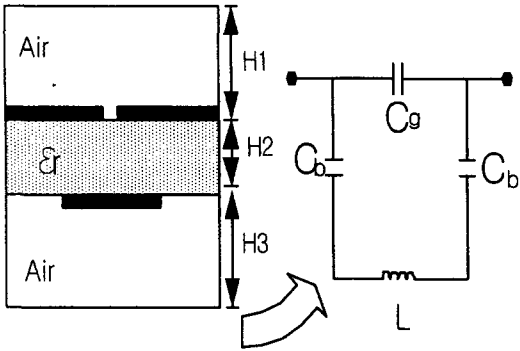


그림 3. 입력단과 공진기, 그리고 FBC간의 단면도 및 등가회로

를 고려한다. 따라서, 그림 3을 통해 등가적인 리액턴스(X_{eq})를 계산할 수 있다. 인덕터 성분과 커패시턴스 성분을 주파수 성분에 의해 변환하여 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$j\omega X_{eq} = \frac{1}{j\omega C_g} + \frac{1}{j\omega C_b} + j\omega L$$

$$= \frac{1}{j\omega C_g} + \frac{1 - \omega^2 C_b L}{j\omega C_b} \quad (1)$$

각각의 커패시턴스를 계산해 보면,

$$C_b = \frac{\epsilon_r S}{H_2} \quad (2)$$

S : 입력단과 FBC가 겹치는 부분의 면적.

H_2 : 유전체 기판의 높이.

식 (2)에서 입력단과 FBC간의 커패시턴스를 구하기 위해, 유전율과 기판의 높이, 겹치는 부분에 대한 면적을 유도하였다. 이 값은 필드의 Fringing 효과를 고려하지 않은 커패시턴스 값이다. 기존의 개방 단 결합량에 비해 C_g 의 증가량에 비례하여 병렬 결합량인 C_b 만큼 커패시턴스가 증가함을 알 수 있으며, C_g 를 구하는 방법에는 커패시턴스 행렬을 이용하여 구하는 방법이 있고, 실험적 결과^[6]에 의해 추출하는 방법이 있다. 수치 해석에 의해 구하는 방법은 상당한 어려움이 있다. 그림 4는 개방 단 간의 갭(gap)의 차이에 의한 커패시턴스 성분 값을 표현한 그림이다.

또한, CPW와 FBC 간의 비대칭 면을 정의함으

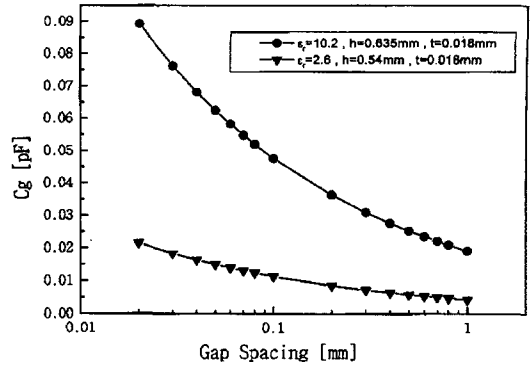


그림 4. 개방 단의 갭 커패시터의 이론값과 실험값에 대한 비교

로써, even mode와 odd mode을 해석할 수 있다. 이를 통해서, 유전율을 계산할 수 있으며, 커패시턴스 값을 유추할 수 있다. 먼저 odd 모드 실효 유전율을 계산하면, CPW 구조의 신호 선로와 FBC 간의 전하량과, 각각의 접지면과의 전하량으로 표현할 수 있다. 첫 번째로, odd 모드에 대해 유전율을 식으로 표현하면 다음과 같다^[7].

$$\epsilon_{reo} = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + a \frac{\epsilon_r - 1}{2} \quad (3)$$

식 (3)에서의 a 를 구하기 위해서는, 전송 선로와 FBC 간에 형성되는 전하량을 Q_{01} , FBC와 CPW의 전송 선과 접지면과의 관계에서 형성되는 전하량을 Q_{02} 라 우선 정의하고, 먼저 Q_{01} 에 대해 계산하면,

$$Q_{01} = \left(1 + \frac{5h}{W}\right)^{-a(U)b(\epsilon_r)} \quad (4)$$

유전체 기판의 높이를 h , 전송선로의 폭을 W , 접지면과 전송 선로간의 간격을 S 라고 하면,

$$a(U) = 1 + \frac{1}{49} \ln \left[\frac{U^4 + (U/52)^2}{U^4 + 0.432} \right]$$

$$+ \frac{1}{18.7} \ln \left[1 + \left(\frac{U}{18.1} \right)^3 \right]$$

$$\text{단, } U = \frac{2W}{h} \quad (5)$$

$$b(\epsilon_r) = 0.564 \left(\frac{\epsilon_r - 0.9}{\epsilon_r + 3} \right)^{0.053} \quad (6)$$

CPW구조에서의 접지면과 전송 선로에 대한 Q_{02}

에 대해 풀면, 먼저 y 와 z 방향에서 볼 때, metal의 두께와 길이에 대한 정보가 있어야 하며, 이에 대한 넓이는 b 라고 한다. 평행 판에 대한 전계를 계산하면(단, fringing 필드 무시),

$$V_{12} = \int_{y=0}^{y=d} E \cdot dl = \int_0^d \left(-a_y \frac{Q}{\epsilon P} \right) * (a_y dy)$$

$$= \frac{Q}{\epsilon P} d \quad (7)$$

$$Q_{02} = \frac{\epsilon_r P V_{12}}{S} \quad (8)$$

식 (4)~(8)을 통해 유전율의 변화에 따른 Q_{01} 과 Q_{02} 의 값을 Matlab 프로그램을 이용하여 표현할 수 있다. 특성 임피던스는 50Ω , metal의 두께는 0.018 mm , 주파수는 10 GHz 를 고려하여 프로그래밍 하였다.

그림 5를 통해 기판의 유전율이 높을수록 CPW의 전송 선로간의 Q 는 점점 커지고, 유전율이 낮아질수록 FBC와 CPW 전송 선로간의 Q 가 커진다는 사실을 확인할 수 있다 (식 12).

두 번째로, even 모드에 대해 유전율을 식으로 표현하면 다음과 같다 (그림 6).

$$\epsilon_{ree} = \left[1 + \frac{b}{s} \left(a_1 - b_1 \ln \left(\frac{W}{k} \right) \right) (\sqrt{\epsilon_r} - 1) \right]^2 \quad (9)$$

CPW 구조에서 접지면과 접지면 간의 간격을 k 라 하고, a_1 , b_1 에 대해 수식을 전개하면,

$$a_1 = [0.8145 - 0.05824 \ln(S/k)]^8 \quad (10)$$

$$b_1 = [0.7581 - 0.07143 \ln(S/k)]^8 \quad (11)$$

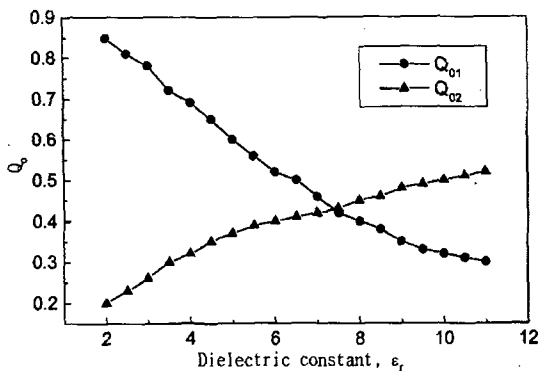


그림 5. Matlab를 이용한 ϵ_r 에 대한 Q_{01} , Q_{02} 계산치 ($Z_0 = 50 \Omega$, $f = 10 \text{ GHz}$)

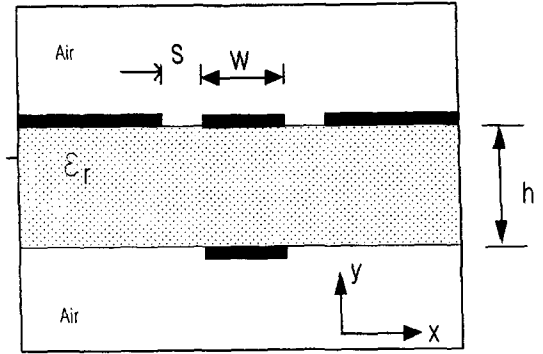


그림 6. CPW구조와 FBC(Finite Back Conductor)에 대한 단면도 [점선: asymmetric plane]

III. 개방단 협대역 대역 통과 필터 설계

개방 단 대역 통과 필터를 이용하여 광대역 통과 필터를 설계할 때는 상당히 많은 어려움이 있다. 그 이유는 결합량 커패시턴스 때문이다. 결합 부분의 커패시턴스 값이 커야 광대역 통과 필터를 제작할 수 있지만, CPW 구조에서는 공진기간의 병렬 결합 방법이 어렵기 때문에 광대역 통과 필터를 설계하기란 어려움이 따른다. 개방 단을 이용하여 커패시턴스를 증가시키는 방법으로는 유전율이 큰 기판을 사용하는 방법이 있다(식 12).

$$\epsilon_r = \frac{C}{C_0} \quad (12)$$

C : 비동질(inhomogeneous) 유전 기판에 형성되는 전송 선로 사이의 커패시턴스

C_0 : 동질(homogeneous) 유전 기판에 형성되는 동일한 전송선로의 커패시턴스

유전율이 커지면, 개방 단 간의 커패시턴스가 커지기 때문에 광대역 통과 필터를 설계할 수 있다. 또 한가지 방법으로는 전송 선로의 두께를 $100 \sim 200 \mu\text{m}$ 정도로 두껍게 하여 전송 선로 간의 커패시턴스를 크게 하는 방법이 있다. 보통 이런 방법의 프로세스를 LIGA 구조라 한다. 그러나, 공정과정이 어렵고, 비용 문제가 발생한다.

본 논문은 결합량을 늘리는 방법으로써, finitely backed conductor(FBC)를 이용하였으며, 이 방식의 설계 방법과 효과를 연구하고, 유전율의 변화에 따

른 손실 변화 등 결합량을 최대화하기 위한 방법에 대해 실험하였다.

첫 번째 설계는 유전률 2.6, 기판의 두께는 0.54 mm, metal의 두께는 0.018mm 기판을 사용한다. 설계된 개방 단 통과 필터는 그림 7과 같다.

설계 프로그램은 HP사의 3D EM 시뮬레이터(Simulator)인 HFSS를 사용하였고, 특히, FBC 구조는 입력 단, 출력 단 간의 임피던스 매칭을 유지시키기 위해서 소프트웨어를 통해 최적화 작업이 필요하다. 제작 공정은 double-side Photolithography 방법을 사용하였다. 측정은 HP8510C Network Analyzer를 통해 측정하였다. 그림 8은 개방 단 대역 통과 필터(그림 7)의 측정 결과이다.

그림 7과 같이 FBC를 이용하여 결합량을 최대로 하였을 때 삽입손실은 최대 5.55 dB 이며, 반사 손실은 15 dB 이하로 측정되었다.

두 번째 설계는 삽입 손실을 줄이기 위해 유전율이 높은 기판을 사용하였으며, 개방 단의 결합량을 늘리기 위해 broadside 결합을 유도하였다. 개방 단 필터 중에서 결합량을 증가시키기 위한 방법으로 많이 사용되는 Interdigital 형태로 개방 단의 결합량을 증가시켰다. Interdigital 형태와 FBC를 동시에 설계하여 소프트웨어를 통해 최적화 하였으며, 측정결과를 통해, 결합량을 증가시킬 수 있는 방법임을 확인할 수 있었다.

두 번째 실험에 대한 기판 정보를 보면, 유전율

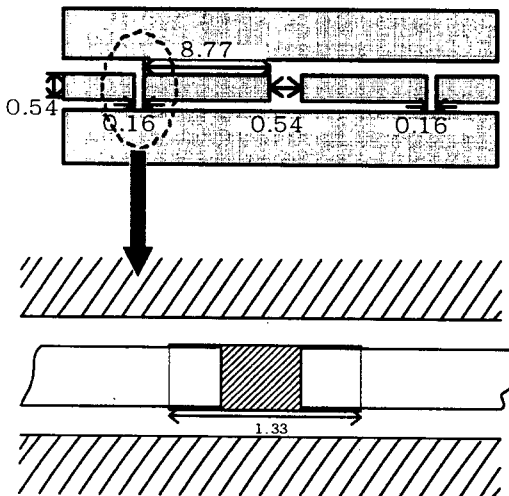


그림 7. 개방 단 대역 통과 필터 설계(단위: mm)

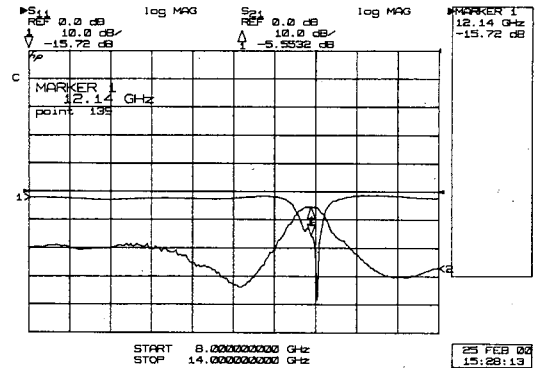


그림 8. FBC를 이용한 개방 단 대역 통과 필터

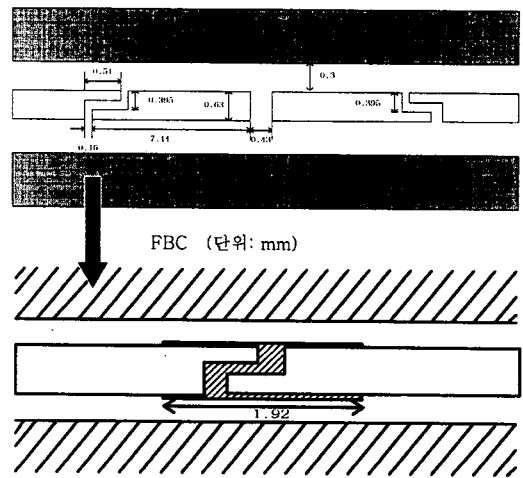


그림 9. Interdigital 결합과 FBC를 사용한 개방 단 대역 통과 필터

10.2, 기판의 두께는 0.604 mm, metal의 두께는 0.03556 mm 기판을 사용하였다. 설계된 Interdigital 선로와 FBC를 사용한 개방 단 통과 필터는 그림 9와 같다.

유전율이 높은 기판을 사용함으로써, 비동질간의 커패시턴스는 증가하기 때문에(식 10) 개방 단간의 결합량(end coupling)은 증가하며, 삽입 손실을 줄일 수 있다. 그러나, 동질의 커패시터는 줄어들기 때문에 FBC 간의 커패시턴스는 상대적으로 적어진다는 사실을 알 수 있다. 실험적으로 보았을 때, FBC로 인하여, 약 1.8 dB 정도 개선됨을 알 수 있다. 그림 10은 Interdigital 선로와 FBC를 사용하였을 때 계측기로 측정된 결과이다. 실험을 통해 알 수 있듯이,

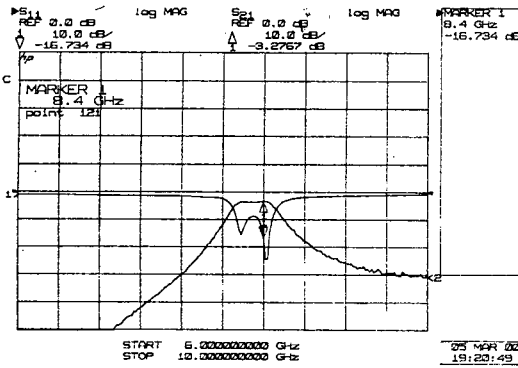


그림 10. Interdigital 선로와 FBC를 사용한 대역 통과 필터의 측정 데이터

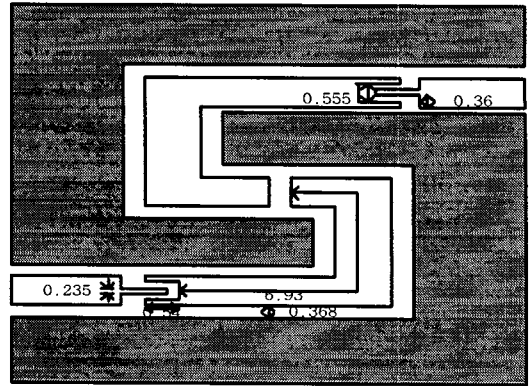


그림 12. 소형화된 Hairpin 공진기를 가진 대역 통과 필터 (단위: mm)

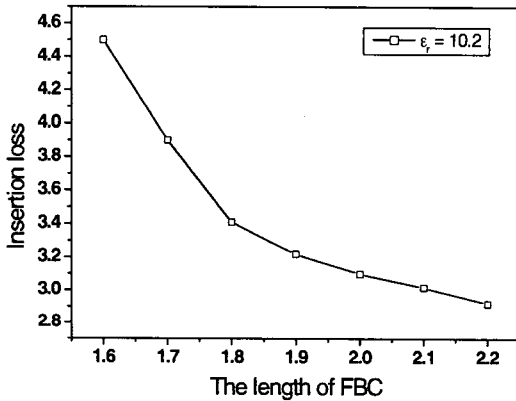


그림 11. 전송선로와 FBC간 겹치는 정도에 따른 삽입 손실의 변화

전송 선로와 FBC 간의 겹치는 부분이 커질수록 비동질 유전체에 형성되는 커패시턴스 값은 증가하고, 이에 따라 삽입 손실은 감소한다. 그러나, FBC의 길이는 또 하나의 공진 모드를 생성하기 때문에 어느 정도 한계가 있다. 즉, FBC의 공진 주파수가 설계된 필터 주파수에 간섭을 주지 않는 한 FBC 길이가 길수록, 커패시턴스는 증가하고 삽입 손실은 낮아진다. 전송선로와 FBC간 겹치는 정도에 따른 삽입 손실의 변화를 그림 11에 표시하였다.

세 번째 설계는 Interdigital 형태의 개방단 부분과 각각의 공진기를 hairpin구조로 설계하였다. Hairpin 구조는 공진기의 변화된 형태로서, 오실레이터 설계에 많이 사용되고 있으며, 필터의 소형화를 위한 것이다. 설계된 대역 통과 필터는 그림 12와 같다.

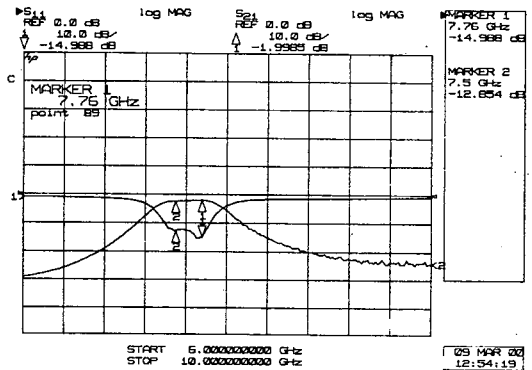


그림 13. Hairpin 구조의 공진기와 Interdigital과 FBC를 이용한 대역 통과 필터의 측정치

전송선로와 접지면 간의 간격(Slot)을 두 번째 설계에 비해 크게 함으로써, 전송 선로의 폭을 상대적으로 넓게 할 수 있고, Interdigital 형태를 두 번째 설계보다, 더 많은 결합량이 발생하도록 설계할 수 있었다. 그러나, CPW 구조에서는 전송선로의 폭이 넓어지면 전송선로의 도체 손실이 커지고, 전송선로의 폭이 좁아지게 되면 전류가 선로의 가장자리로 흐르는 현상이 발생하고, 따라서 선로의 거칠기(roughness) 때문에 더 많은 손실을 가져온다. 그러므로, 상호 적당한 전송 선로 폭을 구하는 문제는 더욱 중요하다. 설계된 대역 통과 필터의 측정 결과는 그림 13과 같으며, 결과를 통해 삽입 손실이 약 1.9 dB임을 알 수 있다.

지금까지 유전률의 변화, 개방 단 구조의 변화, 그리고 FBC의 유·무 등에 따른 삽입 손실의 변화

를 협대역 대역 통과 필터의 측정 결과를 통해 확인할 수 있었다.

IV. 결 론

본 논문에서는 협대역 대역 통과 필터를 finitely backed conductor(FBC)를 이용, CPW구조로 제작함으로써, MIC와 MMIC에 적용할 수 있고, Photolithography 제작 기법으로도 충분히 만족할 만한 특성을 얻을 수 있었다.

개방 단 결합에 의한 필터의 최대 약점인 아주 적은 결합량을, FBC를 이용하여 삼입손실을 최소화할 수 있었다. 즉, FBC 구조는 일반 CPW 구조처럼 접지면과 전송 선로가 같은 평면상(uniplanar)에 존재한다는 장점을 유지하면서, 단점인 손실 문제를 해결하기 위한 방법임을 실험을 통해 살펴보았다. 특히, 높은 유전율 기판을 사용하지 않고, 어려운 공정과정을 거치지 않으면서, 간단한 방법으로 최대의 효과를 거둘 수 있었다.

참 고 문 헌

[1] K. Chang, "Uniplanar power dividers using coupled CPW and asymmetrical CPS for MIC's and MMIC's," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 44, pp. 2411-2420, Dec., 1996.
 [2] J. K. A. Everard, "High performance direct coupled bandpass filters on coplanar waveguide," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 41, pp. 1568-1573, Sept., 1993.

[3] R. Weigel, "Narrow-band YBCO superconductor parallel-coupled coplanar waveguide bandpass filters at 10 GHz," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 1285-1288, 1993.
 [4] M. D. Wu, S. M. Deng, R. B. Wu, and P. Hsu, "Full-wave characterization of mode conversion in a coplanar waveguide right-angled bend," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 43, pp. 2532-2538, Nov., 1995.
 [5] T. Itoh, "Spectral domain immittance approach for dispersion characteristics of generalized printed transmission lines," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 28, pp. 733-736, July, 1980.
 [6] M. Maeda, "An analysis of gap in microstrip transmission lines," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 20, pp. 390-396, 1972.
 [7] R. Mongia and I. B. P. Bhartia, *RF and microwave coupled line circuits*, pp. 112-120, 1999.
 [8] C. K. C. Tzuang, Y. C. Chiang, and S. Su, "Design of a quasi-planar broadside end-coupled bandpass filter," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 1, pp. 407-410, Jan., 1990.
 [9] W. Menzel, W. Schwab, and G. Strauss, "Investigation of coupling structures for coplanar bandpass filters," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 3, pp. 1407-1410, March, 1995.

송 기 재

1997년 2월: 광운대학교 전파공학과(공학사)
 1997년 3월~1999년 2월: 현대전자(주)
 1999년 3월~현재: 광운대학교 대학원 전파공학과 석사과정
 [주 관심 분야] 초고주파 능동소자, RF MEMS

이 중 철



1983년 2월: 한양대학교 전자공학과(공학사)
1985년 2월: 한양대학교 대학원 전자공학(공학석사)
1989년 12월: 미국 Arizona State University 전자공학(공학석사)
1994년 5월: 미국 Texas A&M University 전자공학(공학박사)

1994년 6월~1996년 2월: 현대전자 (주) 시스템 IC 연구소 광소자개발실 선임연구원

1996년 3월~1998년 3월: 광운대학교 전파공학과 전임강사

1998년 4월~현재: 광운대학교 전파공학과 조교수
[주 관심분야] 초고주파 및 광전자공학, RF MEMS, 밀리미터파 능동 및 수동 소자

이 병 제



1988년 2월: 경북대학교 전자공학과(공학사)
1994년 5월: Southern Illinois University at Carbondale(공학석사)
1997년 5월: Southern Illinois University at Carbondale(공학박사)
1997년 6월~1998년 2월: 삼성전자 정보통신연구소 선임연구원

1998년 3월~2000년 3월: 광운대학교 전자공학부 전파공학과 전임강사

2000년 4월~현재: 광운대학교 전자공학부 전파공학과 조교수

[주 관심분야] 초고주파 안테나 해석 및 설계, 전기자기파 해석, 레이더 및 위성통신, 초고주파 응용, 스마트 안테나

김 중 헌



1984년 2월: 광운대학교 전자통신공학(공학사)
1990년 6월: 독일 Ruhr Univ. Bochum 전자공학(공학석사)
1994년 8월: 독일 Dortmund 전자공학(공학박사)
1995년 4월: 광운대학교 전파공학과 조교수

1996년~현재: 한국전자파학회 편집위원

1999년 4월~현재: 광운대학교 전파공학과 부교수

[주 관심분야] 초고주파 및 광집적회로, 초고주파 측정 및

센서, EMI/EMC

김 남 영



1987년 2월: 광운대학교 전자공학과(공학사)
1991년 2월: 미국 뉴욕 주립대학 (SUNY at Buffalo)(공학석사)
1994년 2월: 미국 뉴욕 주립대학 (SUNY at Buffalo)(공학박사)
1994년 9월~1999년 8월: 광운대학교 전자공학과 조교수

1999년 9월~현재: 광운대학교 전자공학과 부교수

1998년 5월~현재: 광운대학교 RFIC 교육센터 센터장

[주 관심분야] RFIC, MMIC, ASIC