

코플러너 웨이브가이드 대역통과 필터의 설계 및 성능 분석

이 봉 수*

Design and Performance Analysis of Coplanar Waveguide Bandpass Filter

Bong-Soo Lee*

요 약

본 논문에서는 구조적인 장점 때문에 최근 초고주파 소자에 많이 사용되고 있는 코플러너 웨이브가이드를 사용하여 대역통과 필터를 이동통신 기지국용 모듈형태로 설계·제작하였다. Itoh의 Conductor-Backed Coplanar Waveguide를 이용하였으며, 각 단의 임피던스를 실제로 제작이 가능한 임피던스 값을 갖도록 파라미터 H 를 2.4로 선택하여 계산하였다. 선로의 길이는 $\lambda/4$ 인 코멘슈레이트 선로를 사용하였으며, 접지면 사이의 간격을 고정하고 신호선의 폭을 구하였다. 설계된 필터는 마이크로스트립 필터보다 적은 공간을 차지하면서 예리한 차단특성과 통과대역 전 대역의 return loss가 15dB인 우수한 특성을 얻을 수 있었다.

Abstract

In this paper, it is designed mobile communication base station module type bandpass filter which is recently used coplanar waveguide in many way because of structural merit. Using Conductor-Backed Coplanar waveguide of Itoh, it is determined the value of impedance which had capable impedance value with selected H in 2.4 and proved the impedance of each sections. It use the commensurate line of $\lambda/4$, fixed a space of between two ground line and calculated the width of signal line. Because designed filter less than microstrip filter in space, it obtained excellent characteristic of 15dB throughout all passband and sharp cut-off characteristic.

I. 서론

최근 초고주파 소자는 경량이며 능동소자에 집적이 용이하게 하며, 사용 용도에 따라 MMIC와 모듈 형태로 제작되고 있다. 이와 같은 조건을 구조적 장점을 갖는 평판 선로로 사용함으로써 해결하고 있다. 특히, 평판 전송선로 중 코플러너 웨이브가이드(coplanar waveguide, CPW)(1)(2)(3)는 구조적으로 동일면에 신호선과 접지선이 같이 존재하고 출력포트간의 격리도 크다는 특징 때문에 MMIC에 적합한 구조로 부각되고 있을 뿐만 아니라, 일반 PCB와 구조가 같기 때문에 모듈로 구현된 소자를 쉽게 PCB 형태로 바꿀 수 있다는 장점을 가지고 있기 때문에 최근 초고주파 소자 설계에 이용되고 있다.

본 논문에서는 코플러너 선로 중 Itoh의 Conductor-Backed Coplanar Waveguide(4)를 이용하여 모듈 형태의 초고주파 필터를 구현하였다. 설계 과정에서 기본형 값으로부터 각 단의 임피던스를 결정하기 위한 식으로부터 필터 각 단의 임피던스를 결정한 후, 코플러너 웨이브가이드 신호선의 폭을 접지면 사이의 간격을 일정하게 고정된 후 계산하였고, 각 단의 길이는 중심 주파수에서 $\lambda/4$ 선로(5)를 사용하였다. 구현된 코플러너 웨이브가이드 필터를 시뮬레이션과 실험을 통해 분석하였다. 분석 결과 구현된 코플러너 웨이브가이드 필터는 높은 격리도를 갖으며, 통과대역 전 대역에서 15dB이하의 return loss을 얻을 수 있었다. 또한, 구조적인 장점으로 마이크로 스트립 필터보다 적은 공간을 차지하며 우수한 특성을 갖고 있다는 것을 확인하였다.

II. 코플러너 웨이브가이드의 구조

코플러너 선로의 기본 구조는 1969년 Wen에 의해 제안되었으며(3), 영차 준정적 근사법에 의해 코플러너 선

로의 특성 임피던스를 계산하였다.(2)(3)(4)(5) 또한 마이크로 스트립 선로를 이용한 소자들에 비해 우수한 포트간 격리도 특성을 갖으며, 동일 면에 신호선과 접지면이 같이 존재하기 때문에 능동 소자와의 집적이 쉽다는 구조적인 장점 때문에 현재에는 모듈 구현보다는 MMIC회로 구현에 많이 사용되는 전송선로이다.

Itoh의 Conductor-Backed Coplanar Waveguide의 구조(4)는 그림 1과 같이 비유전율이 ϵ_r , 두께 h 인 유전체의 윗면에 선로의 폭이 a , 두께가 t 인 신호선의 양쪽으로 간격이 b 인 접지면이 존재하고, 밑면에 접지면이 존재하는 형태이다.

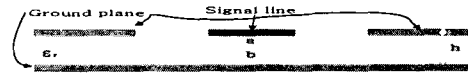


그림 1. 밑면에 접지가 존재하는 코플러너 선로의 구조
Fig. 1. Structure of conductor-backed Coplanar Waveguide

코플러너 선로의 특성 임피던스(Z_{0cpw})를 구하기 위해서 신호선의 폭과 양쪽 접지면 사이의 간격에 대하여

$$k = \frac{a}{b} \tag{1}$$

$$k_1 = \frac{\tanh(\pi a/4h)}{\tanh(\pi b/4h)} \tag{2}$$

로 정의한다. 이때 식(1)과 (2)에 의해서

$$q = \frac{K(k_1)}{K(k) + K(k_1)} \tag{3}$$

로 쓰여진다. 여기서, K 는 1차 타원 적분 함수(2)이다. 이제, 식 (3)으로부터 실효 유전율은

$$\epsilon_{effcpw} = 1 + q(\epsilon_r - 1) \tag{4}$$

로 쓰여지고, 특성 임피던스는

$$Z_{0cpw} = \frac{60\pi}{\sqrt{\epsilon_{effcpw}}} \frac{1}{K(k_1) + K(k_2)} \tag{5}$$

에 의해서 구할 수 있다.

Ⅲ. 필터 설계 이론

본 논문에서는 $\lambda/4$ 선로의 임피던스 변환 성질을 이용하여 기본형 필터를 대역통과 기본형으로 변환 후 각 어드미턴스 변환기에 구로다 공식을 적용하여 단락 스테브를 갖는 코멘슈레이트 선로 대역통과 필터를 설계하고 CPW로 구현하였다.

먼저, 이상적인 어드미턴스 변환기의 어드미턴스 행렬 (6)은

$$Y = \begin{pmatrix} 0 & jJ_{1,2} \\ jJ_{1,2} & 0 \end{pmatrix} \quad (6)$$

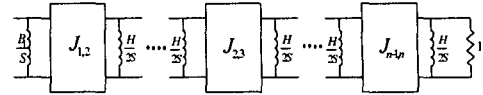
로 주어지며, 대역통과 필터에 대한 설계 공식을 유도하기 위해 어드미턴스 변환기의 입력 어드미턴스와 출력 어드미턴스 사이의 관계를 모든 주파수에서 결정해야 한다. 그림 2는 필터 설계 과정을 나타낸 것으로 내부 병렬 인덕턴스들은 내부 인덕터와 어드미턴스가 같도록 두 개 병렬 인덕터로 분리된다. 그림 2(b)에 보인 Y_k 와 $Y_{k-1,k}$ 는 그림 2(c)에서 코멘슈레이트 선로 필터에 대한 선로의 특성 어드미턴스이다. 그림 2(b)에서 단위 소자는 그림 2(c)의 코멘슈레이트 선로 필터의 $\lambda/4$ 단에 해당된다. 그림 2(a)에서 두 기본형 필터의 종단의 입력 어드미턴스를 같다고 하면, 병렬 인덕티브 서셉턴스로 구성되는 어드미턴스는

$$B_N = Y_N = \Omega_c g_N \quad (7)$$

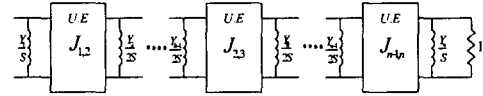
이고, 그림 2의 두 필터의 단을 종단하는 입력 어드미턴스에는 의해서 어드미턴스 변화 파라미터 $J_{N-1,N}$ 는

$$J_{N-1,N}^2 = H / \Omega_c g_{N-1} \quad (8)$$

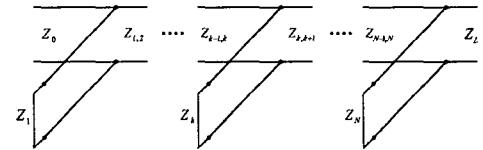
로 구해진다.



(a) 임피던스 변환기 기본형



(b) 단위소자를 갖는 기본형



(c) 코멘슈레이트 선로 필터

그림 2. 필터 설계 과정
Fig. 2 Filter Design Stages

또한, Y_{k+1} 과 Y_{k+1} 를 다음 단의 입력 어드미턴스라고 하면, 그림 2의 양쪽 필터의 내부 단의 입력 어드미턴스는 같기 때문에 어드미턴스 변환 파라미터 $J_{k-1,k}$ 는

$$J_{k-1,k}^2 = H^2 / g_k g_{k-1} \Omega_c^2 \quad (9)$$

가 된다. 또, B_1 과 $J_{1,2}$ 는 입력 단으로부터

$$B_1 = \Omega_c g_1 \quad (10a)$$

$$J_{1,2}^2 = H / \Omega_c g_2 \quad (10b)$$

이다.

이제, 기본형 소자 g_i 에 의한 각 단의 임피던스에 대한 식은 그림 2(a)의 두 기본형 필터에서 어드미턴스 행렬로부터 구할 수 있다.[4][5]

따라서, 어드미턴스 $Y_{N-1,N}$ 는

$$Y_{N-1,N} = - \frac{jS J_{N-1,N}}{Z_0 \sqrt{1-S^2}} \quad (11)$$

로 구해진다. 여기서, $S = j\Omega_c$ 이다.

또, k 번째 어드미턴스 Y_k 는 그림 2의 내부 단 어드미턴스 행렬로부터

$$Y_k = H/Z_0 - Y_{k-1,k} - Y_{k,k+1} \quad (12)$$

으로 구해진다. 마찬가지로, 어드미턴스 $Y_{k-1,k}$ 는

$$Y_{k-1,k} = \frac{I_{k-1,k}}{Z_o} \frac{\Omega_c}{\sqrt{1+\Omega_c}} \quad (13)$$

으로 구하여 진다.

그러므로 g_i 파라미터에 의한 각 단의 임피던스는 식 (8), 식(9), 식(10a)을 식(11)와 식(12), 식(13)에 대입함으로써 다음과 같이 구해진다.

$$Z_{1,2} = \frac{Z_o}{H \sin \theta_c} \sqrt{H g_2 \Omega_c} \quad (14a)$$

$$Z_1 = \frac{Z_o}{\Omega_c g_1 - \sqrt{\frac{H}{g_2 \Omega_c}} \sin \theta_c} \quad (14b)$$

$$Z_{k-1,k} = \frac{Z_o \Omega_c \sqrt{g_k g_{k-1}}}{H \sin \theta_c} \quad (14c)$$

$$Z_k = \frac{1}{\frac{H}{Z_o} - \frac{1}{Z_{k-1,k}} - \frac{1}{Z_{k,k+1}}} \quad (14d)$$

$$Z_{N-1,N} = \frac{Z_o \sqrt{g_{N-1} \Omega_c}}{\sqrt{H \sin \theta_c}} \quad (14e)$$

$$Z_N = \frac{Z_o}{\Omega_c g_N - \frac{\sqrt{H \sin \theta_c}}{\sqrt{\Omega_c g_{N-1}}}} \quad (14f)$$

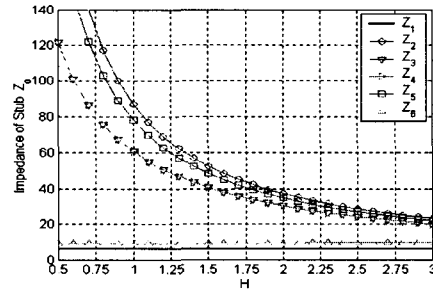
여기서, $Z_{i,j}$ 는 선로의 특성 임피던스이고, Z_k 는 단락 스테브의 특성 임피던스이며, $\theta_c = \pi f_c / 2f_o$, $\Omega_c = \tan(\pi f_c / 2f_o)$ 이다.

IV. 실험 및 결과 고찰

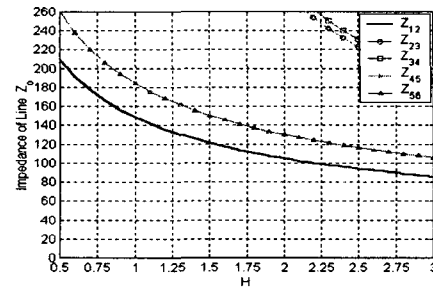
중심 주파수가 2GHz이고 차단 주파수가 1.5GHz, 통과대역에서 리플이 0.2dB인 체비셰프형 대역통과 필터를 설계하였다.

설계과정은 저역통과 기본형에 어드미턴스 변환기를 적용하여 고역통과 기본형으로 변환 후 어드미턴스 변환기를 단위소자와 대응시켜 구로다 공식을 적용하여 단락 스테브로 변환, 설계하였다. 또한, 기본형 소자로부터 각

단의 임피던스를 실현 가능한 값이 되도록 H 의 값을 선택하여 계산하였다. 선로의 길이를 중심 주파수에서 $\lambda/4$ 인 코멘슈레이트 선로를 사용하였다. H 의 변화에 따른 임피던스의 변화를 그림 3에 나타내었다. 그림 3 (a)는 스테브의 임피던스 변화를, (b)는 선로의 임피던스 변화를 나타낸 것이다. 그림 3에 나타낸 것처럼 $H \geq 2.5$ 이면 임피던스의 값이 작아지며 이러한 임피던스 값을 실제로 코플러 웨이브가이드로 구현할 때 폭이 너무 두껍기 때문에 접지면과의 사이를 크게 해야 한다. 이것은 필터의 return loss를 나쁘게 하는 원인이 되며 또, 임피던스 값에 따른 코플러 웨이브가이드 신호선의 폭에 대한 제작상의 어려움이 따른다. 따라서, 임피던스 값에 대응되는 선로의 폭을 실제 제작이 가능하도록 하며 우수한 return loss를 갖도록 결정하기 위하여 H 를 2.4로 선택하였다.



(a) 스테브의 임피던스 변화



(b) 선로의 임피던스 변화

그림 3. H 에 따른 특성 임피던스의 변화

Fig. 3. Variation of Characteristic Impedance with H

표 1. 각단의 특성 임피던스와 폭과 길이
Table 1. Characteristic Impedance and Width, length

단	Type	코플러너 웨이브가이드			
		Z_o	W	G	l
1		50	1.65	1.02	4.645
2		20.05	1.02	0.2	4.626
3		63.37	1.12	1.17	4.692
4		46.85	2.01	0.97	4.633
5		95.12	0.55	1.35	4.787
6		36.61	4.78	0.16	4.599
7		98.29	0.57	1.36	4.795
8		36.61	5.78	0.16	4.599
9		95.12	0.55	1.35	4.787
10		36.72	4.77	0.16	4.599
11		97.51	0.52	1.36	4.793
12		57.21	1.46	1.11	4.671
13		76.93	0.86	1.06	4.736

결정된 각 단의 임피던스로부터 Itoh의 Conductor-Backed Coplanar Waveguide를 사용하여 구현하기 위해 접지면 사이의 간격 b 를 3mm로 고정하고 신호선의 폭과 중심 주파수에서 각 단의 길이를 결정하였다. 이때 비유전율이 3.2이고, 두께가 0.762mm인 TLC-32기판을 사용하였다. 표 1은 계산된 특성 임피던스에 따른 코플러너 웨이브가이드의 신호선의 폭과 신호선과 접지면 사이의 간격($G=(b-a)/2$) 및 길이를 나타내었다. 이런 결과로부터 코플러너 웨이브가이드 대역통과 필터의 응답 특성을 그림 4에 나타내었다. 그림 4에서 return loss가 전 대역에서 15dB이하, 중심 주파수에서 S_{11} 이 약 34dB인 특성을 얻을 수 있었다.

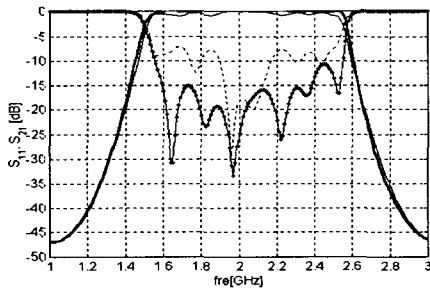
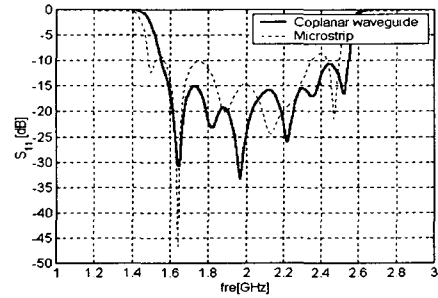


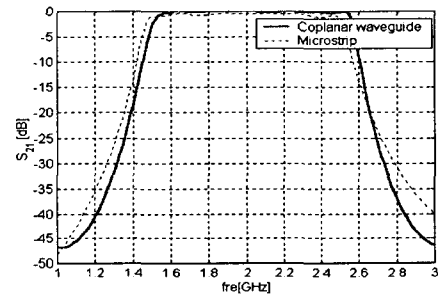
그림 4. CPW 필터의 특성
Fig. 4 Characteristic of CPW filter

또한, 그림 5에 마이크로스트립 필터와의 특성을 비교하였다. 그림 5에서 마이크로스트립 필터의 return loss는 10dB이었으며, 중심 주파수에서 약 15dB를 나타내

었으며, 코플러너 웨이브가이드 필터가 마이크로스트립 필터보다 예리한 차단 특성과 우수한 return loss를 갖는 것을 알 수 있었다.



(a) S_{11}



(b) S_{21}

그림 5. 필터의 응답 특성
Fig. 5 Response characteristic of Filter

V. 결론

본 논문에서는 Itoh의 Conductor-Backed Coplanar Waveguide를 사용하여 중심 주파수가 2GHz인 대역통과 필터를 모듈 형태로 설계하였다. 어드미턴스 변환기를 이용하여 변환된 필터에 구로다 공식을 적용하여 단락 스타브로 변환하였으며, 기본형 소자로부터 각 단의 임피던스를 결정하는 식을 식(14)에 유도하였으며, H 를 2.4로 선택하여 각 단의 임피던스를 실제 구현이 가능하며, return loss가 최소가 되도록 결정하였다. 아울러, 각 임피던스에 대응되는 코플러너 웨이브가이드 신호선의 폭은

접지면 사이의 간격 b 를 3mm로 고정된 후, 접지면과 신호선의 폭 사이 G 를 $(b-a)/2$ 로 선택한 후 계산하였다. 이때, 각 단의 길이를 중심 주파수에서 $\lambda/4$ 인 코멘슈레이트 선로를 사용하였다.

결과적으로 구현된 코플러너 웨이브가이드 필터는 전 대역에서 15dB이하의 return loss를 나타내었으며, 중심 주파수에 34dB의 S_{11} 특성을 얻을 수 있었다. 또, 마이크로스트립 필터보다 예리한 차단 특성을 나타내었고, 적은 공간을 차지하면서 우수한 return loss와 차단 특성을 얻을 수 있었다.

저 자 소개

이 봉 수

2001년 3월 제6권 제1호 참조

2002년 2월 청주대학교 대학원

졸업(공학박사)

참고문헌

- [1] David M. Pozar, Microwave Engineering, Addison-Wesley, Chapter 9, 1990
- [2] K.C.Gupta, Ramesh Garg, I.J.Bahl, MICRO-STRIP LINES and SLOTLINES, Artech, 1979, p257~296
- [3] Cheng P. Wen, "Coplanar Waveguide : A Surface Strip Transmission Line Suitable for Nonreciprocal Gyromagnetic Device Applications", Microwave and Tech., Vol. MTT-17, No 12, pp 1087~1090
- [4] Shilh. Y. C and T. Itoh, "Analysis of Conductor-Backed Coplanar Waveguide", Electron Lett, Vol. 18, 1982, pp538~540
- [5] Veyres. C and V.F.Hanna, "Extention of the Application of Conformal Mapping Techniques to Coplanar Lines with finite Dimensions", Int. J. Electron, Vol. 48, 1980, pp47~56