

T-junction을 이용한 gap-coupled NRD 듀플렉서 설계

김기돈, 김소영, 이정해  
홍익대학교 전파통신공학과

Design of Gap-Coupled NRD Duplexer using T-junction

Ki-Don Kim, So-Young Kim, Jeong-Hae Lee  
Dept. of Radio Science & Communication Engineering, Hongik University

**Abstract** - 본 논문에서는 non-radiative dielectric (NRD) guide를 이용한 듀플렉서를 설계하였다. 설계된 듀플렉서는 두 개의 gap-coupled 필터와 T-junction으로 구성되어 있다. Gap-coupled 필터의 설계에는 차단 주파수 영역 등가회로를 이용하였으며, T-junction은 30dB 이상의 반사손실을 갖도록 최적화하여 두 가지의 형태로 설계하였다. 위의 설계과정을 통하여 1% 대역폭, 0.1dB ripple, 37.7 및 38.3 GHz의 중심주파수를 갖는 듀플렉서를 설계하였다. 두 가지 형태의 결합부를 갖는 듀플렉서에 대해 시뮬레이션하여 응답특성을 비교한 결과 듀플렉서의 응답특성이 원하는 결과에 근접하게 나옴을 확인하였다.

1. 서론

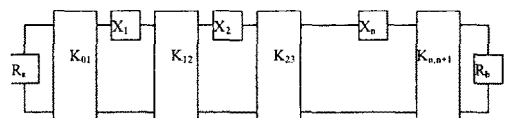
밀리미터 대역의 주파수에 대한 수요가 점점 증가하면서 밀리미터 회로를 구현하기에 용이하며 손실이 적은 Non-radiative dielectric (NRD) guide<sup>[1]</sup>에 대한 관심이 많아지고 있다. NRD guide는 평판 전도체 사이에 유전체가 삽입된 간단한 구조로 되어 있으며 평판 전도체 사이의 간격은 자유공간에서의 반파장( $\lambda_0/2$ )보다 짧아야 한다. 이때 전자기파는 유전체를 따라 전파하며 불연속적인 도파로에서 발생하는 복사파는 차단 주파수 특성에 의하여 억제된다. NRD guide는 이러한 전파성질 때문에 밀리미터파 대역에서도 손실이 적다는 장점을 가지고 있다. 이러한 NRD guide는 유전체로만 구성된 waveguide와 매우 유사하다. 따라서 도파관으로 구현할 수 있는 대부분의 소자들은 NRD guide를 이용하여 구현할 수 있고 집적도가 waveguide에 비하여 매우 우수하다.

본 연구에서는 NRD guide와 waveguide가 구조적으로 유사함을 이용하여 차단주파수에서의 waveguide를 이용한 대역통과 필터의 설계방법을 NRD 도파로를 이용한 필터의 설계에 적용하였다.<sup>[2]</sup> 접속되는 송신용 필터와 수신용 필터를 사용하여 안테나를 공유하기 위해 T-junction power divider를 사용하였다. 이때 송신용으로는 38.3, 수신용으로는 37.7 GHz를 중심 주파수로 하는 Gap-coupled NRD 필터를 사용하여 듀플렉서를 설계하였으며, 응답특성이 원하는 결과에 근접하게 나옴을 확인하였다.

2. 본론

2.1 차단 주파수 영역 인버터 개념을 이용한 대역통과 필터의 설계

인버터 개념을 이용한 대역통과 필터의 기본 등가회로 및 그에 관한 식은 다음의 그림 1과 같다.



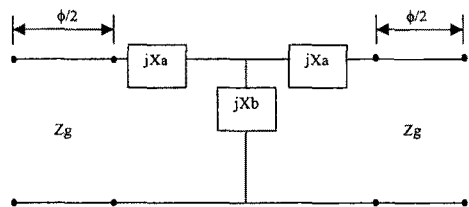
$$K_{01} = \sqrt{\frac{R_n x_1 \omega}{g_0 g_1 \omega_1}}$$

$$K_{j,j+1} |_{j=1, \dots, n-1} = \frac{\omega}{\omega_1} \sqrt{\frac{x_j x_{j+1}}{g_{n+1} g_{n+1}}}$$

$$K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{R_n x_n \omega}{g_n g_{n+1} \omega_1}}$$

$$\omega = \frac{\omega_2 \omega_1}{\omega_0} \quad x_j = \frac{\omega_0}{2} \frac{dX_j(\omega)}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0}$$

그림 1. 임피던스 인버터를 이용한 대역통과 필터



$$K = Z_g | \tan(\theta/2 + \tan^{-1}(X_a/Z_g)) |$$

$$\phi = -\tan^{-1}(2X_b/Z_g + X_a/Z_g) - \tan^{-1}(X_a/Z_g)$$

그림 2. 임의의 소자와 전송선로를 결합한 인버터

이때  $g_0, g_1, \dots, g_{n+1}$ 는 표준형 저역통과 필터 회로의 정수 파라미터,  $\omega_1$ 은 정규화된 차단 주파수이며  $\omega_0$ 는 필터의 중심 주파수,  $\omega_1, \omega_2$ 는 각각 대역의 아래, 위쪽의 한계 주파수이다.<sup>[3]</sup>

본 연구에서는 다음 그림 2와 같은 구조의 인버터를 차단영역 이하에서의 도파관의 등가회로에 적용하였다. NRD guide와 차단영역 이하에서 waveguide의 동작 특성이 유사함을 이용하여 다음 그림 3의 등가회로<sup>[4]</sup>를 그림 2의 임의의 소자부분에 대입하였다. 즉 인버터를

이용한 필터의 설계 시 그림 2와 같은 인버터의 임의의 소자부분에 식 (1)을 넣어 계산하였다.

$$X_a = j Z_e \tanh(\alpha \ell / 2), X_b = j Z_e / \sinh(\alpha \ell) \quad (1)$$

이때  $Z_e$ 는 감쇠영역에서의 파동 임피던스(wave impedance)이다. 이와 같은 인버터와 반파장 공진기를 이용하여 평판 전도체 사이에 유전체가 주기적으로 배열된 다음 그림 4와 같은 NRD 대역통과 필터를 설계하였다. 이 필터는 gap 영역에서 주 모드를 제외한 고차 모드가 모두 차단된다. 인버터의 구조는 그림 2와 같고 인버터의 값  $K$ 와 전기적인 길이의 값은 식 1과 같다.

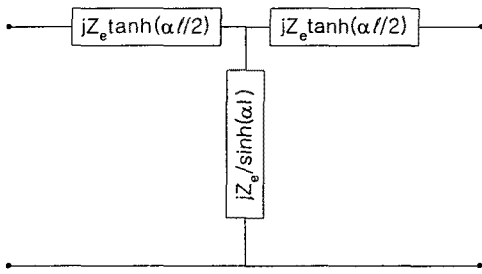


그림 3. 차단 영역이하에서의 waveguide의 등가 회로

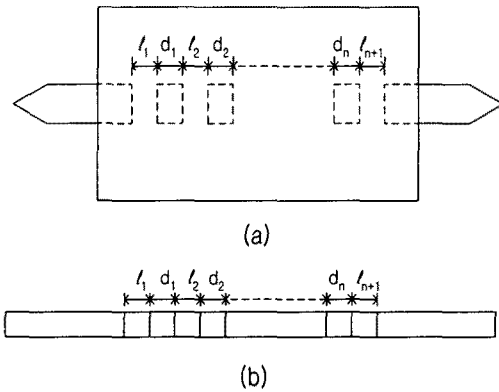


그림 4. NRD Guide 대역통과 필터  
(a) 위에서 본 모습 (b) 옆에서 본 모습

이때  $Z_e$ 와  $Z_g$ 는 각각 감쇠영역과 유전체 영역에서의 파동 임피던스다. 이와 같은 식에 의해 인버터 값과  $\phi$  값은 감쇠영역에서의 길이  $\ell$ 의 함수로 나타낼 수 있다. NRD guide 필터는 다음과 같은 순서에 따라 설계한다.<sup>(5-6)</sup> 먼저 표준형 저역통과 필터 회로의 정수 파라미터, 원하는 대역폭을 이용하여 인버터의 값을 구한다. 여기서 구한 인버터의 값을 그림 2의 식에서 구한 인버터의 값과 비교하여 감쇠 영역의 길이  $\ell$ 를 구한다. 그리고 유전체의 길이  $d_i$ 는 다음의 식 (2)에 의해 결정된다.<sup>(7)</sup>

$$d_i = [\pi + 0.5(\phi_i + \phi_{i+1})] / \beta_g \quad (2)$$

여기서  $\beta_g$ 는 NRD 도파로의 전파상수이다.

## 2.2 T-junction의 설계

T-junction의 등가회로는 그림 5와 같다. 그림에서  $Z_0, Z_1, Z_2$ 는 도파로의 특성 임피던스이다. 본 논문에서는  $Z_0, Z_1, Z_2$ 를 NRD guide에서 파동 임피던스로 나타내었다. 그림 6에서 보는 바와 같이  $a$ 와  $b$ 가 각각 3.55mm와 4.175mm 인 경우 주파수 37.7GHz와 38.3GHz에서 각각 611.2  $\Omega$ , 654.6  $\Omega$ 이다. 따라서 3dB 전력분배기가 되기 위해서는  $Z_0$ 가 316.1  $\Omega$ 이 되는 NRD guide를 구현해야 한다. 위의 값을 갖기 위한  $b$  값을 찾게 되면 NRD guide의 single mode 동작 영역을 벗어나게 되므로  $b$ 를 변화시키며 T-junction을 최적화하는 방법 대신 T-junction이  $T_x, R_x$  필터와 연결되는 feed line의 길이를 조절하여 최소화된 반사 손실을 갖도록 하였다.

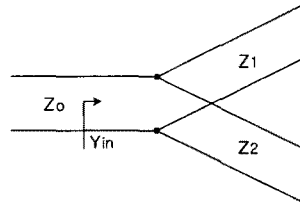


그림 5. 무손실 T-junction의 전송선로 모델

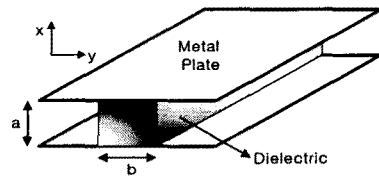


그림 6. NRD guide의 구조

한 필터의 중심 주파수 ( $f_1$ )에서 모두 전파될 때 다른 필터 중심주파수 ( $f_2$ )에서는 모두 반사된다고 보면 반사되는 필터에 연결되는 T-junction의 연결포트는 stub기능을 하게 된다. 이러한 상황을 재현하기 위하여 그림 7의 (a), (b)와 같은 두 가지 형태의 T-junction을 구현해 보았다. 그림 7의 (a)는 U자 모양의 junction이고 그림 7의 (b)는 T자 모양의 junction에 도체를 삽입하여 만든 T-junction이다. 그림 7의 (a)형태에서는 인접한 필터간에 coupling을 억제하여 반사손실을 줄이는 방법으로 두 필터사이를 전도체로 차폐하였으며 그림 7의 (b)에서도 반사 손실을 줄이는 방안으로 NRD 구조 내에 전도체를 삽입하였다. 이때 그림 7의 (a)형태의 T-junction에서 port 3를 개방시켜  $\ell$  값을 조절하면서  $S_{21}$ 을 최적화시킨 결과를 그림 8에 나타내었다. 그림 8은  $\ell$ 이 13.6mm 일 때의 결과이고, 결과에서 보여지듯이 38GHz 부분에서 -45 dB의 반사손실

을 얻을 수 있었다. 여기서 36GHz와 39.5GHz 근처에서의 반사손실의 증가는 다중반사에 의한 간섭 때문에 나타난 것이다.

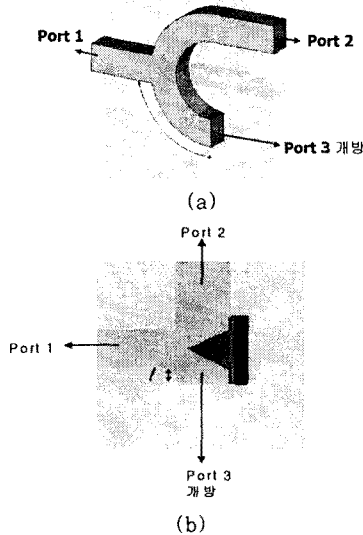


그림 7. port 3가 개방된 T-junction의 구조

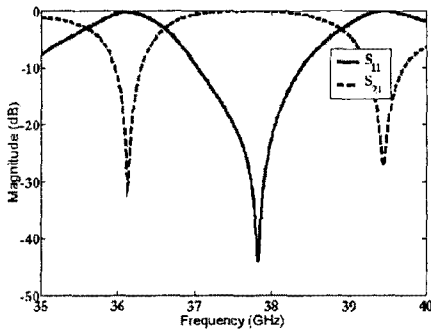


그림 8. 그림 7의 (a) 구조에서의 주파수 응답 특성

이와 같은 방법으로 설계된 두 가지 형태의 T-junction에 각각 중심 주파수 37.7과 38.3GHz를 갖는 두 개의 NRD gap coupled 필터를 연결하여 듀플렉서를 구현하였고, 그 구조는 그림 9의 (a), (b)와 같다. 각 필터의 치수는 표 1에 나타내었다. 또 그림 9의 (a)의 경우 T-junction의 cylinder의 외경은 10mm, 내경은 5.825mm이다.

중심 주파수	$l_1=l_4$	$l_2=l_3$	$d_1=d_3$	$d_2$
37.7 GHz	3.03	6.22	3.2	3.2
38.3 GHz	3.4	6.9	2.6	2.6

표 1. 각 필터에 대한 설계 값 ( $a=3.55\text{mm}$ ,  $b=4.175\text{mm}$ ,  $\epsilon_r=2.08$ , 3-pole, 0.1dB ripple, 1% fractional bandwidth)

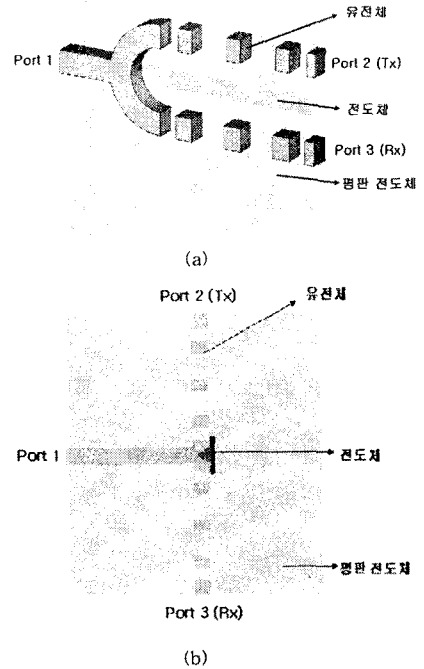


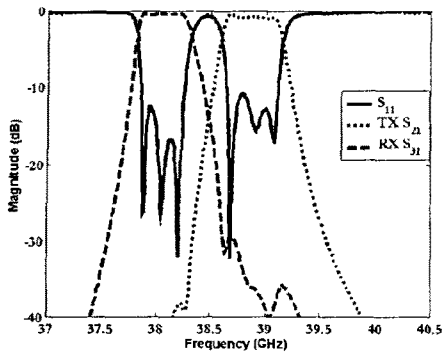
그림 9. 듀플렉서의 구조

## 2.2 결과

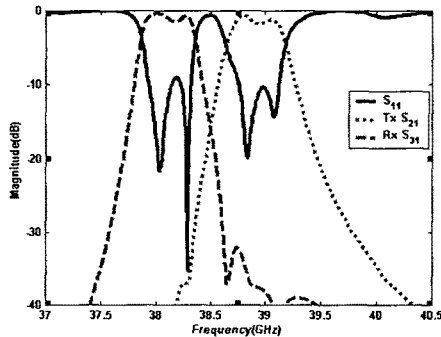
그림 9의 (a), (b)와 같은 형태의 듀플렉서의 주파수 응답 특성을 확인하기 위한 시뮬레이션 도구로는 CST사의 Microwave Studio Ver. 3.0을 사용하였다. 듀플렉서의 시뮬레이션 결과는 그림 10의 (a), (b)와 같다. 또 그림 10의 (a)의 경우에 대한 결과를 표 2에 나타내었다. 듀플렉서의 응답 특성을 보면 필터의 중심 주파수가 각각 0.5GHz 가량 up-shift 되었으며, 반사손실은 (a)형태의 경우 -12dB, (b)형태의 경우 -10dB 정도의 값을 얻을 수 있었다.

	RX	TX
삽입 손실	-0.25dB	-0.85dB
반사 손실	-12.4dB	-10.7dB
중심 주파수	38.04 GHz	38.875 GHz
대역폭	0.85 %	1.02 %

표 2. 듀플렉서의 시뮬레이션 결과 ( $a=3.55\text{mm}$ ,  $b=4.175\text{mm}$ )



(a)



(b)

그림 10. 듀플렉서의 응답 특성 ( $a=3.55\text{mm}$ ,  $b=4.175\text{mm}$ ,  $\epsilon_r=2.08$ )

### 3. 결 론

본 논문에서는 밀리미터파 대역에서 저손실 특성을 갖는 NRD guide를 이용해서 차단주파수 영역의 waveguide 등가회로 모델을 이용하여 NRD 필터를 설계 하였으며 최적화된 T-junction 결합하여 두 가지 형태의 NRD 듀플렉서를 설계하였다. 38GHz 대역의 두개의 필터와 T-junction을 설계하여 시뮬레이션 해본 결과 중심주파수의 이동현상을 제외하고는 듀플렉서의 응답 특성이 원하는 결과에 근접하게 나옴을 확인하였다.

감사의 글 : 본 논문은 과학재단에서 지원하는 특정기초사업(R01-2000-00261)의 지원을 받아 수행되었습니다.

### [참 고 문 헌]

[1] T. Yoneyama, and Nishida, "Nonradiative Dielectric Waveguide for Millimeter Wave Integrated Circuits," IEEE Trans. MTT, Vol.29, No.11, pp.1188-1992, 1981.

- [2] 김소영, 이정해, "차단주파수 영역 도파관 등가회로를 이용한 Gap-Coupled NRD Guide 대역통과 여파기의 설계," 한국전자과학회 논문지 제11권 제 6호, 2000년 9월.
- [3] G. Matthaei, et. al., "Microwave Filters, Impedance Matching Networks, and Coupling Structures," Artech House, 1980.
- [4] G. Craven, "Waveguide below Cutoff: A New Type of Microwave Integrated Circuit," Microwave journal, August, pp. 51-58, 1970.
- [5] T. Yoneyama, "Nonradiative dielectric waveguide," Infrared and Millimeter waves, Vol.11, K. J. Button (Ed.), Chapter. 2, Academic Press, Orlando, FL, 1984.
- [6] T. Yoneyama, F. Kuroki, and S. Nishida, "Design of non-radiative dielectric waveguide filters," IEEE Trans. MTT, Vol.32, 1659-1662, Dec. 1984. (Also correction, IEEE Trans Microwave Trans Tech., Vol.33, 741, Aug. 1985.
- [7] 김소영, 강태욱, 이정해, "밀리미터파 대역 NRD 필터 설계 및 제작," 2001년 추계 마이크로파 및 전파학술대회, Vol.24, No.2, pp149-152, 2001.