

26GHz 대역 박막 Duplexer 설계에 관한 연구

윤종남 · 이현주 · 오용부 · 이청운 · 김기돈* · 이정해*
전자부품연구원 무선통신연구센터, *홍익대학교 전파통신공학과

A Study on the Design of 26GHz Band Thin Duplexer

Jong-nam Yoon, Hyun-Ju Lee, Young-Bu Oh, Cheong-Won Lee,
Ki-Don Kim*, Jeong-Hae Lee*

RF Communication Research Group, Korea Electronics Technology Institute
*Dept. of Radio Science & Communication engineering, Hongik University

초 록:본 논문에서는 mm대역에서 NRD를 사용하여 듀플렉서를 디자인하였다. 디자인된 듀플렉스는 두 개의 단계적인 임피던스 필터와 T-junction으로 구성되어 있다. 단계적인 임피던스 필터는 무한 도파관의 등가회로모델과 리턴로스를 최소화하기 위해서 선택되었던 T-junction과 함께 디자인되었다. 듀플렉서의 특성은 기대되었던 결과와 함께 우수한 일치율을 보여준다.

Abstract : In this paper, we have designed the duplexer using non-radiative dielectric (NRD) guide in millimeter band. The designed duplexer is composed of two stepped-impedance filters and T-junction. Stepped-impedance filters are designed with an equivalent circuit model of evanescent waveguide and the T-junction is optimized to minimize return loss. The characteristics of duplexer shows a good agreement with the expected results.

Key words : NRD, Duplexer

밀리미터 대역의 주파수에 대한 수요가 점점 증가하면서 밀리미터 회로를 구현하기에 용이하며 손실이 적은 Non-Radiative dielectric (NRD) guide에 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 전파하고 불연속적인 도파로에서 발생하는 복사파는 차단 주파수 특성에 의하여 억제된다. NRD guide는 이러한 전파 성질 때문에 밀리미터와 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 집적도

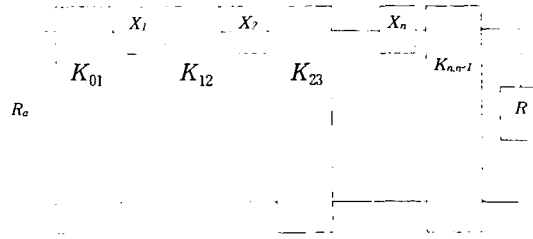
가 waveguide에 비하여 매우 우수하다.

본 연구에서는 NRD guide와 waveguide가 구조적으로 유사함을 이용하여 차단주파수에서의 waveguide를 이용한 대역통과 필터의 설계방법을 NRD 도파로를 이용한 필터의 설계에 적용하였다. 그리고 접속되는 송신용 필터와 수신용 필터를 사용하여 안테나를 공유하기 위해 T-junction power divider를 사용하였다. 이때 송신용으로는 24GHz 수신용으로는 26GHz를 중심 주파수로 하는 Gap-coupled NRD 필터를 사용하여 듀플렉서를 연구하였다.

2. 인버터 개념을 이용한 대역 통과 필터의 설계

Tx, Rx의 BPF(Band Pass Filter)를 설명하기 위하여 인버터 개념을 이용한 대역통과 필터의

기본 등가회로 및 그에 관한 식은 다음의 Fig. 1과 같다.



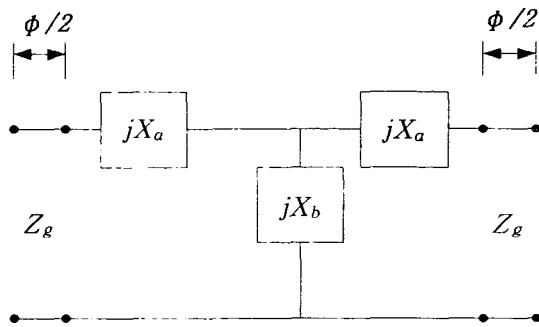
$$K_{01} = \sqrt{\frac{R_0 x_1 W}{g_0 g_1 \omega_1}}$$

$$K_{j,j+1} \mid_{j=1 \dots n-1} = \frac{W}{\omega_1} \sqrt{\frac{x_j x_{j+1}}{g_j g_{j+1}}}$$

$$K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{R_n x_n W}{g_n g_{n+1} \omega_1}} \quad W = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$$

$$X_j = \frac{\omega_0}{2} \frac{dX_j(\omega)}{d\omega} \mid_{\omega = \omega_0} \text{ohms}$$

Fig. 1. Band pass filter for impedance invert



$$K = Z_g [\tan(\Phi/2 + \tan^{-1}(X_a/Z_g))]$$

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

Fig. 2. The invert to combine the element of random and transmission line

Fig. 1에서 g_0, g_1, \dots, g_{n+1} 는 표준형 저역통과 필터회로의 정수 파라미터, ω_1' 는 정규화된 차단 주파수이며 ω_0' 는 필터의 중심 주파수, ω_1', ω_2' 는 각각 대역의 아래, 위쪽의 한계 주파수이다. 본 연구에서는 다음 Fig. 2와 같은

구조의 인버터를 차단영역 이하에서의 도파관의 등가회로에 적용하였다.

NRD guide와 차단영역 이하에서 waveguide의 동작특성이 유사함을 이용하여 다음 Fig. 3의 등가회로를 Fig. 2의 임의의 소자부분에 대입하였다. 즉 인버터를 이용한 필터의 설계 시 Fig. 2와 같은 인버터의 임의의 소자부분에 식 (1)을 넣어 계산하였다.

$$X_a = Z_e \tanh(al/2), X_b = Z_e / \sinh(al) \dots \text{식}(1)$$

이 때 Z_e 는 감쇠영역에서의 파동임피던스 (wave impedance)이다. 이와 같은 인버터와 반파장 공진기를 이용하여 평판 전도체 사이에 유전체가 주기적으로 배열된 다음 Fig. 4와 같은 NRD 대역통과 필터를 설계하였다. 이 필터는 gap과 좁은 유전체에서 주 모드를 제외한 고차 모드가 모두 차단된다. 인버터의 구조는 Fig. 2와 같고 인버터의 값 K와 전기적인 길이 Φ 의 값은 식 (1)을 대입한 식과 같다.

이때 Z_e 와 Z_g 는 각각 감쇠영역과 유전체 영역에서의 파동임피던스다. 이와같은 식에 의해

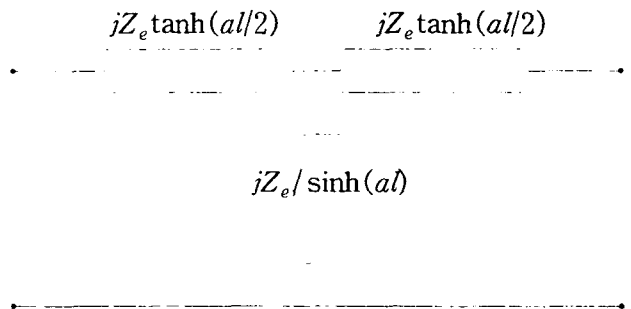


Fig. 3. Equivalent circuit of waveguide under isolation zone

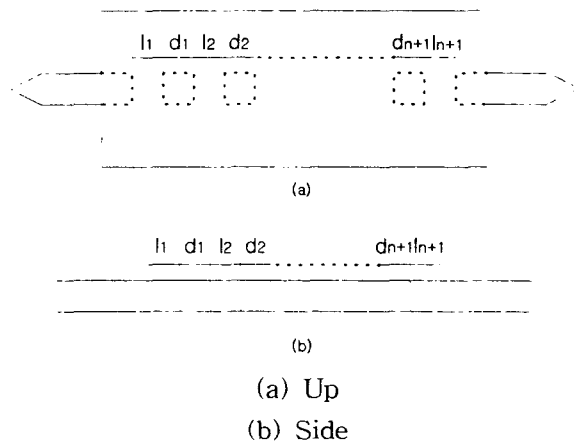


Fig. 4. NRD guide band pass filter

인버터 값과 Φ 값은 감쇠영역에서의 길이 l 의 함수로 나타낼 수 있다.

NRD guide 필터는 다음과 같은 순서에 따라 설계한다. 먼저 표준형 저역통과 필터 회로의 정수 파라미터, 원하는 대역폭을 이용하여 인버터의 값을 구한다. 여기서 구한 인버터의 값을 Fig. 2의 식에서 구한 인버터의 값과 비교하여 감쇠 영역의 길이 l 을 구한다. 그리고 유전체의 길이 d_i 는 다음의 식 (2)에 의해 결정된다.

$$d_i = [\pi + 0.5(\Phi_i + \Phi_{i+1})] / \beta_g \dots \dots \dots \text{식(2)}$$

여기서 β_g 는 NRD 도파로의 전파상수이다[1].

3. T-junction 설계

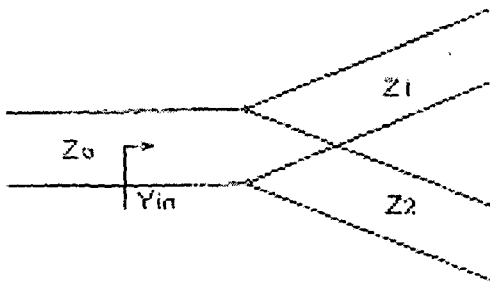


Fig. 5. Transmission line of lossless T-junction

T-junction의 등가회로는 Fig. 5와 같다. 그림에서 Z_0, Z_1, Z_2 는 도파로의 특성 임피던스이다. 본 연구에서는 Z_0, Z_1, Z_2 를 NRD guide에서 파동 임피던스로 나타내었다. T-junction은 TX와 RX의 필터에 연결되어 Duplexer의 특성을 실현하기 위하여 좌우 Dummy 1, 2의 길이를 조절한다.

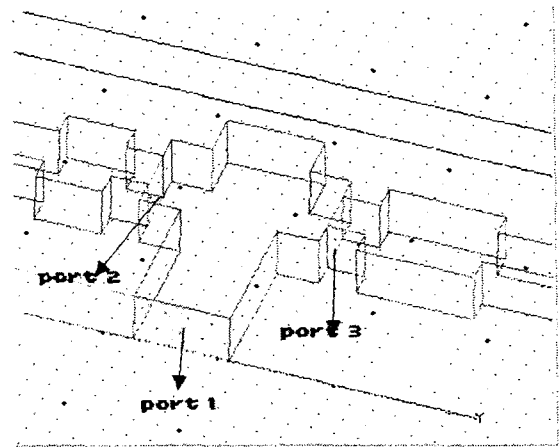


Fig. 6. Structure of T-junction

즉 한 필터의 중심 주파수 (f_1)에서 모두 전파될 때 다른 필터 (중심주파수 f_2)에서는 모두 반사되도록 Impedance가 거의 무한대가 되게 된다[2]~[4]. 반대도 마찬가지다. 이러한 상황을 실현하기 위하여 Fig. 7과 같이 Dummy 길이를 조절하면서 S_{21}, S_{31} 을 최적화 시킨다.

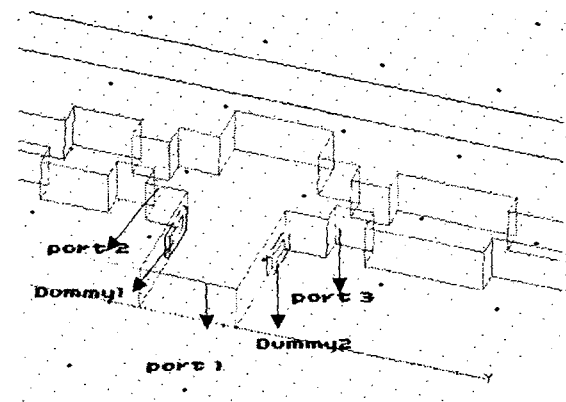


Fig. 7. Structure of T-junction

듀플렉서의 주파수 응답 특성을 확인하기 위하여 HFSS를 사용하였다.

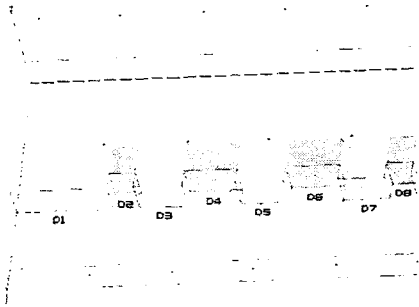


Fig. 8. Structure of Rx

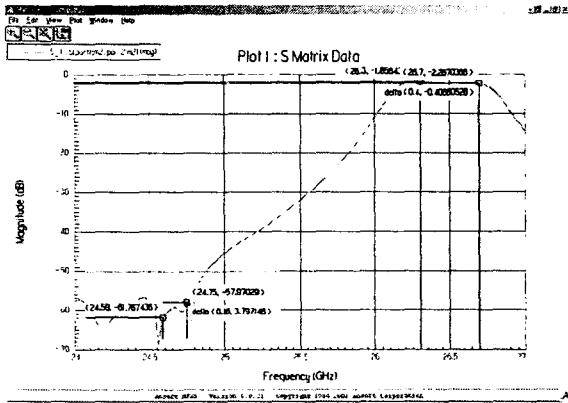


Fig. 9. The result of Rx simulation

Fig. 8에서 수신 Bandpass Filter의 구성은 Fig. 8과 같으며 부분적으로 설명하면 D1 및 D2는 유전체 도파관 Filter를 형성하고, 역시, D6~D8을 부가하여 고감쇄 유전체 도파관 Filter를 형성한다.

그리고 Fig. 8의 특성을 고찰하면 Fig. 9와 같은 특성, 즉 수신대역에서 Gain은 26.3GHz~26.7GHz에서 -1.85dB와 -2.26dB로 나왔으며, 감쇄는 24.59GHz~24.75GHz에서 -61.76dB와 -57.97dB로 Fig. 9와 같은 결과가 나왔다.

D1~D8의 길이폭은 뒷 Page에 있는 Table 1과 같으며, 유전체의 E_r 은 20정도이고, $\tan \delta$ 는 0.001 정도이다.

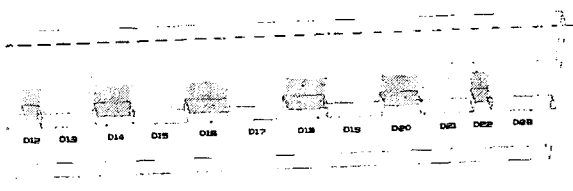


Fig. 10. Structure of Tx

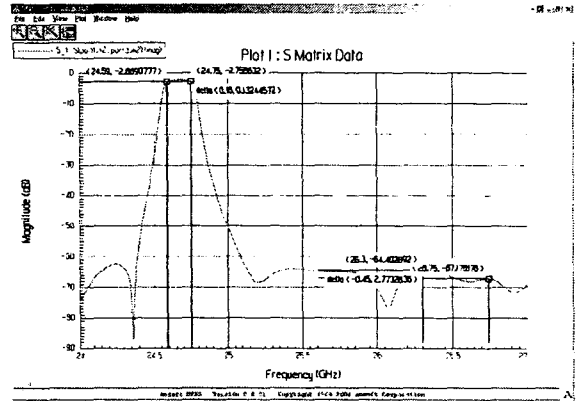


Fig. 11. The result of Tx simulation

Fig. 10에서 송신 Bandpass Filter의 구성은 Fig. 10과 같으며 부분적으로 설명하면 D12에서 D13은 유전체 도파관 Filter를 형성하고, 역시 D14~D23을 부가하여 고감쇄 유전체 도파관 Filter를 형성한다.

그리고 Fig. 10의 특성을 고찰하면 Fig. 11과 같은 특성, 즉 송신대역에서 Gain은 24.59GHz~24.75GHz에서 -2.88dB와 -2.75dB로 나왔으며, 감쇄는 26.3GHz~26.7GHz에서 -64.40dB와 -67.17dB로 Fig. 11과 같은 결과가 나왔다.

재질은 D12~D23은 E_r 은 20이고 $\tan \delta$ 는 0.001정도이다.

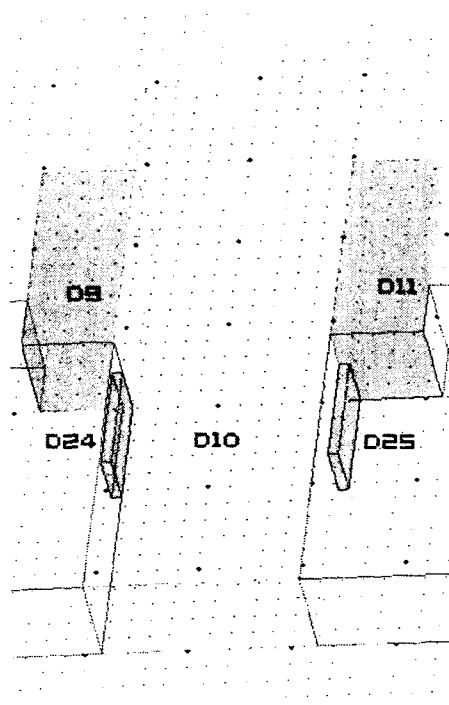


Fig. 12. Structure of T-junction

Rx 및 Tx Filter를 합하여 Duplexer 특성을 실현하기 위해서는 D9~D11의 matching의 소자로 사용하여 T-junction을 실현하였으며, 수치는 D9~D11과 같으며 동시에 작업가능 하도록 D1~D6과 같은 재료를 사용하였다. 특성 Matching 및 최적의 특성을 실현하기 위하여 D24, D25인 Dummy를 추가하였다.

Table 1. The design data each about filter

| 품명 | 길이 | 폭 | 품명 | 길이 | 폭 | 품명 | 길이 | 폭 |
|----|------|-----|-----|------|-----|-----|------|-----|
| D1 | 3 | 2.1 | D9 | 0.9 | 2.1 | D17 | 2.64 | 2.1 |
| D2 | 0.8 | 1.0 | D10 | 2.1 | 6.1 | D18 | 1.94 | 1.0 |
| D3 | 1.45 | 2.1 | D11 | 0.9 | 2.1 | D19 | 2.63 | 2.1 |
| D4 | 1.65 | 1.0 | D12 | 0.82 | 1.0 | D20 | 1.75 | 1.0 |
| D5 | 1.46 | 2.1 | D13 | 2.55 | 2.1 | D21 | 2.55 | 2.1 |
| D6 | 1.65 | 1.0 | D14 | 1.75 | 1.0 | D22 | 0.82 | 1.0 |
| D7 | 1.45 | 2.1 | D15 | 2.63 | 2.1 | D23 | 2.5 | 2.1 |
| D8 | 0.8 | 1.0 | D16 | 1.94 | 1.0 | | | |

4. 결 과

듀플렉서의 시뮬레이션 결과는 Fig. 14와 같다.

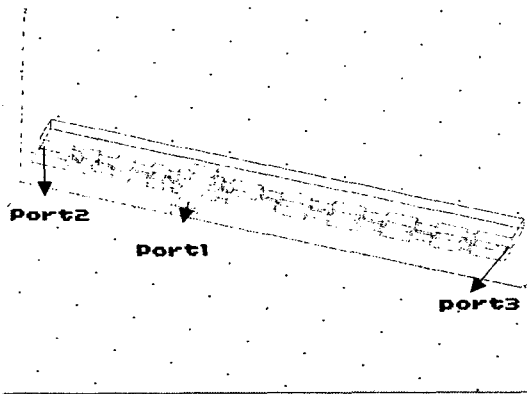


Fig. 13. Structure of duplexer

Fig. 13에서 수신 Bandpass Filter의 구성은 Fig. 13의 Rx-Filter와 같으며 부분적으로 설명하면 D1 및 D2는 LC Filter를 형성하고, 역시, D6~D8을 추가하여 고감쇄 LC Filter를 형성한다.

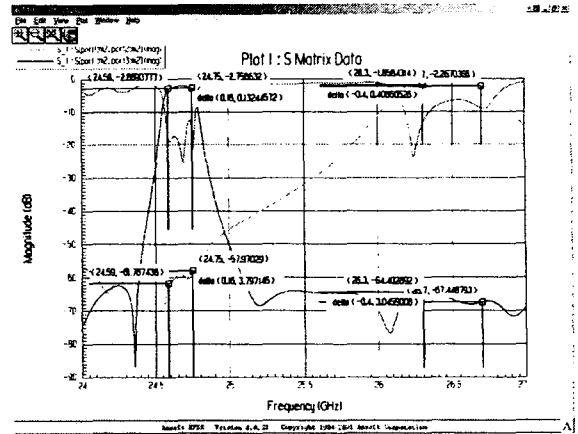


Fig. 14. Duplexer simulation

그리고 Fig. 13의 특성을 고찰하면 Fig. 14와 같은 특성, 즉 수신대역에서 Gain은 26.3GHz~26.7GHz에서 -1.85dB와 -2.26dB로 나왔으며, 감쇄는 24.59GHz~24.75GHz에서 -61.76dB와 -57.97dB로 Fig. 14와 같은 결과가 나왔다.

Fig. 13에서 송신 Bandpass Filter의 구성은 Fig. 13의 Tx-Filter와 같으며 부분적으로 설명하면 D12에서 D13은 LC Filter를 형성하고, 역시 D14~D23을 추가하여 고감쇄 LC Filter를 형성한다.

그리고 Fig. 13의 특성을 고찰하면 Fig. 14와 같은 특성, 즉 수신대역에서 Gain은 24.59GHz~24.75GHz에서 -2.88dB와 -2.75dB로 나왔으며, 감쇄는 26.3GHz~26.7GHz에서 -64.40dB와 -67.17dB로 Fig. 14와 같은 결과가 나왔다.

이상을 요약한다면 Table 2와 같이 전항목이 만족하는 설계결과가 나왔다.

Table 2. The result of the design

| | 항목 | Spec. | 설계결과 | 판정 |
|----|------------------------|---------|---------|----|
| Rx | 삽입손실 26.30~26.70GHz | 4dBmax | -2.26dB | 합격 |
| | 감쇄 24.59~24.75GHz | 55dBmin | -58dB | 합격 |
| Tx | 삽입손실 26.30~26.70GHz | 4dBmax | -2.9dB | 합격 |
| | 감쇄 24.59~24.75GHz | 55dBmin | -64.4dB | 합격 |

5. 결 론

본 논문에서는 밀리미터파 대역에서 저손실 특성을 갖는 NRD guide를 이용해서 차단주파수 영역의 waveguide 등가회로 모델을 이용하여 NRD 필터를 설계하였으며 최적화된 T-junction을 결합하여 NRD 듀플렉서를 설계하였다. 24GHz와 26GHz대역의 두 개의 필터와 T-junction을 설계하여 시뮬레이션 해본 결과 듀플렉서의 응답 특성이 원하는 결과에 근접하게 나옴을 확인하였다.

참고 문헌

- [1] G. Matthaei, et. al., "Microwave filters, impedance matching networks, and coupling structures," Artech House, 1980.
- [2] T. Yoneyama and S. Nishida, "Non-radiative dielectric waveguide for millimeter-wave integrated circuits," IEEE Trans. Microwave Theory and Technique, Vol. MTT-29, pp. 1188-1192, Nov. 1981
- [3] 김소영, 이정해, "차단 주파수 영역 도파관 등가회로를 이용한 Gap-coupled NRD Guide 대역통과 여파기의 설계" 춘계 마이크로파 및 전파학술대회 논문지, 제11권, 제6호, 2000년 9월.
- [4] T. Yoneyama and S. Nishida, "Non-radiative dielectric waveguide T-junctions for millimeter-wave applications," IEEE Trans. Microwave Theory and Technique, Vol. MTT-33, No. 11, pp. 1239-1241, Nov. 1985.