

誘電體 導波管을 이용한 채널 드로핑 필터 (Dielectric Waveguide Channel Dropping Filter)

金 信 基*, 朴 東 徹*, 吳 承 燁*

(Shin Ki Kim, Dong Chul Park and Seung Hyeub Oh)

要 約

이미지 가이드형 유전체 도파관 격자구조를 이용한 체비셰프 통과대역을 갖는 대역저지 필터를 설계하고, 또한 비균일 결합을 이용한 곡선형 90도 3-dB 방향성 결합기를 설계하였으며, 이 대역저지 필터와 방향성 결합기를 연결하여 밀리미터파 멀티플렉서로 응용 가능한 새로운 형태의 광대역 채널 드로핑 필터를 구현하였다. 이미지 가이드의 분산특성 해석과 격자구조 및 결합기의 설계에 유효유전 상수 방법이 이용되었으며, 최종 구현된 채널 드로핑 필터의 실험치가 이론치와 잘 일치하고 있음을 보였다.

Abstract

A new type broadband channel dropping filter which has a potential use as a millimeter-wave multiplexer has been realized by properly connecting 3-dB directional couplers and bandstop filters. 90° 3-dB directional couplers have been designed using two nonuniformly coupled dielectric image guides, while bandstop filters with Chebyshev passbands have been designed using dielectric image-guide grating structure.

Effective dielectric constant method has been applied to the image-guide dispersion analysis and to the design of bandstop gratings and 3-dB couplers. Experimental results in excellent agreement with computed responses are demonstrated.

I. 서 론

최근 반도체 기술의 발전에 힘입어 통신 시스템이 집적화 되면서, 운용주파수 대역도 점차 높아져 밀리미터파에 대한 연구가 활발하게 진행되고 있다.

지금까지 사용되어온 폐쇄 공간구조로 된 금속도파관은 밀리미터파 대역 이상이 되면 표피효과에 의한 전달손실이 크게 증가할뿐만 아니라, 정밀가공이 요구되므로 유전체 도파관을 이용한 회로응용이 연구되고 있다. 유전체 도파관은 능동회로와 수동회로의 집적화

가 가능하고 제작비가 저렴하며, 제작오차의 허용치가 다른 형태의 전송선 보다 크다는 장점들을 가지고 있다. 따라서 유전체 도파관의 시스템 응용에 대한 많은 연구가 진행중이며, 특히 통신시스템의 필수 소자인 필터에 대한 연구도 활발하다.

유전체 도파관 필터의 연구는 크게 두 가지로 분류되는데, 하나는 원형 공진기를 이용한 연구이고,^[1] 다른 하나는 유전체 도파관에 주기적인 변형을 주어 만든 격자구조를 이용한 연구이다.^[2] 원형 공진기를 이용한 대역 저지필터는 저지 대역들이 서로 가까이 놓여 있다는 단점이 있으나 격자구조를 이용한 대역저지 필터는 저지대역간의 간격이 넓어 응용분야가 넓다. 또한 원형 공진기 형태의 필터는 방사손실을 줄이기 위하여 비교적 큰 형태를 가져야 하나, 넓은 대역폭을 얻기 위하여는 공진기의 크기가 작아져야 하

*正會員, 忠南大學校 電子工學科

(Dept. of Elec. Eng., Chungnam Nat'l Univ.)

接受日字: 1987年 10月 28日

(※ 본 논문은 1986년도 하반기 한국과학재단 연구비 지원에 의하여 이루어진 것임.)

는, 서로 상반되는 특성을 갖기 때문에 1% 미만의 대역폭을 가질 수 밖에 없으므로 좀더 넓은 대역폭 특성이 요구되는 시스템에 적용하기 위해서는 격자 구조를 이용한 방법이 적절하다.

채널 드로핑 필터는 밀리미터파 다중 분할기의 기본 요소이며, 그동안에는 원형 공진기를 이용한 채널 드로핑 필터^[1]가 주로 발표되었다. 본 연구에서는 3-dB 결합기와 대역저지 격자로 구성된 새로운 유전체 도파관 채널 드로핑 필터를 제시하고자 한다. 이 필터는 5~10%의 비교적 넓은 대역폭을 가지며, 이 필터의 구성은 격자구조를 갖는 대역저지 필터와 곡선형 3-dB 방향성 결합기로 되어있다. 요구되는 채널 드로핑 필터의 특성을 만족하기 위하여는 이에 적절한 대역저지 필터와 3-dB 방향성 결합기가 먼저 설계되어야 한다. 대역저지 필터는 통과대역에서 일정한 리플을 갖는 Chebyshev형으로 하고, 3-dB 결합기는 지향성이 크며, 대역폭이 비교적 넓은 곡선형으로 하여 각각 대역저지 필터와 3-dB 결합기를 설계, 제작한 다음 이 두 소자를 연결시켜 채널 드로핑 필터를 구현하고, 이 필터 특성에 대한 이론치와 실측치를 비교해 보겠다.

II. 채널 드로핑 필터의 구조 및 동작원리

채널 드로핑 필터는 알루미늄판 위에 유전체 도파관이 놓인 이미지 가이드형으로 형성되며, 그림1에 보인 바와 같이 두개의 곡선형 3-dB 방향성 결합기와 그 사이에 2개의 Chebyshev 통과대역 특성을 갖는 대역저지 격자등으로 구성된다.

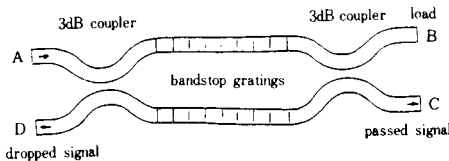


그림 1. 유전체 이미지 가이드 채널 드로핑 필터
Fig. 1. A dielectric image-guide channel dropping filter.

대역저지 격자에서는 이상적인 경우, 선별하고자 하는 채널의 주파수 신호는 반사되어, 이 주파수의 모든 전력은 port D로 나오고, 반면에 그 이외의 채널신호는 통과되어 이에 해당되는 주파수의 전력은 port C로 모두 나오게 된다. port C로부터의 출력은 다른 채널을 선별하기 위하여 다시 또다른 채널 드로핑 필터로 입력될 수 있다. 이러한 형태의 필터는 채널대

역의 주파수 영역에서 가능한 한 평평한 결합특성과 90도의 위상차를 가지며, 높은 지향성을 갖는 결합기를 필요로 한다. 왜냐하면, 결합기의 불균형은 직접적으로 통과신호 및 선별신호의 삽입손실로 연계되기 때문이다.

그림 1과 같은 필터의 경우에 대역저지 격자구조는 대역저지 필터의 통과대역에서 근본적으로 아주 작은 반사특성을 갖는 대역저지 필터이어야 한다.

본 연구에서는 채널 중심주파수를 10GHz, 3-dB 대역폭을 7% 정도, 그리고 선별된 이외의 채널에 대한 손실은 20dB 이상이 되는 채널 드로핑 필터를 설계하기로 한다. 이제 3-dB 방향성 결합기, 대역저지 격자구조, 채널 드로핑 필터의 이론 및 설계에 대해 고찰해 보자.

III. 곡선형 3-dB 방향성 결합기

1. 이 론

일반적으로 방향성 결합기로는 평행형 결합기,^[2] 곡선형 결합기,^[3] 이들의 합성형인 K형 결합기^[4]와 두도파관을 직접 결합시킨 직접 결합기^[5] 등으로 분류할 수 있다.

평행형 결합기는 곡선형 결합기에 비하여 직선과 곡선이 만나는 절곡점에서의 불연속으로 인한 반사 및 방사손실이 크나, 곡선형 결합기는 곡선반경을 운용주파수, 유전상수, 크기등을 고려하여 적절한 값을 취하면 운용상 무시할 수 있을 정도의 반사손실과 방사손실을 가지기 때문에 지향성이 큰(high directivity) 결합기 설계시 이용 가능하다. 아울러 곡선형 결합기는 결합기의 중앙에서 강한 결합을 가지므로 평행형 결합기 보다 넓은 대역폭을 가지게 되며, 결합길도 짧게 된다.

직접 결합기는 곡선형 결합기 보다도 강한 결합을 얻을 수 있어 더 큰 대역폭을 가지게 되나 반사손실

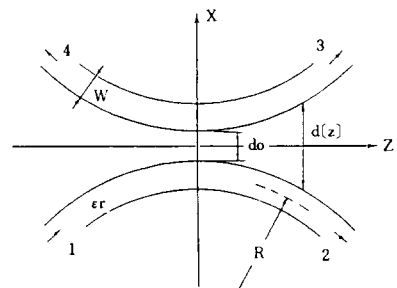


그림 2. 곡선형 유전체 방향성 결합기
Fig. 2. A curved dielectric directional coupler.

과 방사손실이 곡선형 보다 크며 방향성 면에서도 곡선형보다 떨어진다. 우리가 원하는 7% 정도의 대역폭을 실현하기 위하여는 곡선형 결합기가 장점이 많은 것으로 판단되어 곡선형 결합기에 대하여 더욱 고찰하여 본다.

유전상수가 ϵ_r 이고, 폭(w)이 일정한 두개의 곡선형 이미지 가이드 유전체 도파관이 그림2와 같이 do만큼 떨어져 있고 주위의 매질은 공기라 할 때, 두 유전체 도파관이 3-dB 방향성 결합기로 동작되기 위한 결합계수는 결합모드 이론에 따르면 다음과 같이 주어진다.^[6]

$$\Delta\beta = c_0 \cdot \exp(-\alpha_x \cdot do) \quad (1)$$

여기서,

$$c_0 = \frac{\alpha_x \cdot k_z^2}{k_z \cdot (\epsilon_r - 1) (w/2 + 1/\alpha_x) \cdot k_0^2} \quad (2)$$

$$do = \frac{1}{2\alpha_x} \ln \{ 16c_0^2 \cdot R / (\pi \cdot \alpha_x) \} \quad (3)$$

이며, $\Delta\beta$ 는 결합계수, α_x 는 x 방향으로의 감쇠상수, k_x 는 x 방향으로의 전파상수, k_z 는 z 방향으로의 전파상수, k_0 는 공기에서의 전파상수, 그리고 R은 곡선도파관의 곡선반경을 나타낸다.

그림2에 있는 곡선형 결합기에서의 3-dB 결합길이 L은,

$$L = \sqrt{\frac{\pi \cdot R}{\alpha_x}} \quad (4)$$

로 나타낼 수 있고 산란계수의 크기는,

$$|S_{11}| = |\cos(\Delta\beta \cdot L)| \quad (5)$$

$$|S_{21}| = |\sin(\Delta\beta \cdot L)| \quad (6)$$

로 나타내지며, 두 도파관에서 전자계의 위상차는 주파수에 상관없이 항상,

$$\text{Arg } S_{11} - \text{Arg } S_{21} = -\pi/2 \quad (7)$$

가 된다. 이는 피결합 도파관의 위상이 입력도파관의 위상보다 항상 90도 지연됨을 의미한다.

이상에서 언급한 결합모드 이론에 의한 식들은 곡선을 이룬 도파관 부분의 전파 전달상수가 직선도파관의 전파 전달상수와 같다고 가정하고 유도되었으나, 실제로는 도파관이 곡선을 이룸에 따라서 유도되는 전자파는 바깥쪽으로 편이되는 현상이 나타난다. 이러한 현상은 결합모드 이론에 의한 두개의 결합도파관 간격을 계산한 값(do)이 실제 측정된 값과 상당한 차이를 보이는 것으로도 알 수 있다. 이를 실험적으로 확인하기 위하여 직선유전체 도파관의 이론적 전자파 분포와 이와 같은 높이와 폭을 갖는 곡선도파관에서의 전자파 분포 실험치를 비교하여 나타낸 것이 그림3이다.

그림에서 알 수 있듯이 도파관 내부에서의 변화를

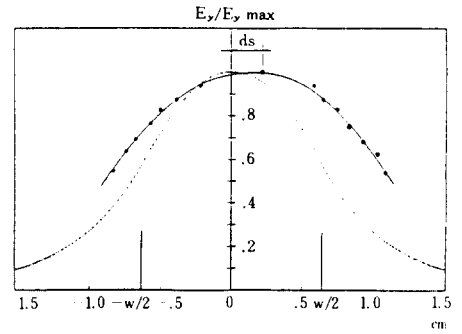


그림3. 측정된 곡선형 유전체 도파관의 전자파 편이현상
(---; 직선형 도파관에서의 이론치, —; 실험치)
Fig. 3. The measured field shift of the curved dielectric waveguide (---; Theoretical field distribution of the straight waveguide, —; Measured field distribution of the curved waveguide).

보면 전자파의 중심축이 도파관의 중심축으로부터 바깥쪽으로 편이됨을 알 수 있다. 이러한 현상은 곡선도파관에서 도파관 안쪽에서의 전파 전달속도와 바깥쪽의 전파 전달속도가 다르기 때문에 나타나는 현상으로, 이를 해석하기 위하여 곡선도파관의 균일 유전율을 직선도파관의 비균일 유전율로 등가적인 변환을 할 수 있다. 곡면체를 직면체로 등가 변환하기 위해 원통평면(r, θ)을 직선평면(x, z)으로 변환하면,

$$x = R \cdot \ln \frac{r}{R} \quad (8a)$$

$$z = R \cdot \theta \quad (8b)$$

이고, 여기서 r은 (R+w/2)로 곡선도파관의 바깥쪽 곡선반경(20cm)이다.

그러므로 곡면체에서의 유전율은 직선평면에서 다음과 같이 나타낼 수 있다.^[6]

$$\begin{aligned} \epsilon'_r &= \epsilon_r \left(1 + \frac{x}{R} \right)^2 \\ &= \epsilon_r \left[1 + \ln \left(\frac{r}{R} \right) \right]^2 \end{aligned} \quad (9)$$

이제 곡선도파관에서의 유전율을 직선도파관에서의 등가 유전율로 변환하여 결합모드 이론에 적용하면 곡선형 결합기에서의 도파관 바깥쪽으로 감쇠되는 전파 감쇠상수 α_x 는 다음과 같이 수정하여 나타낼 수 있다.

$$\alpha_x^2 = (\epsilon'_r - 1) \cdot k_0^2 - k_z^2 \quad (10)$$

2. 설계 및 특성측정

구형 유전체 도파관의 전파 전달모드는 6개의 전자계 성분을 모두 갖는 하이브리드 모드로 여기 방법에 따라서 E^y -모드와 E^x -모드로 나눈다.

본 연구에서는 접지면에 수직으로 주된 전계가 있는 E^y-모드 중에서 x방향 및 y방향으로 전계가 한 번씩 변하는 E₁₁^y-모드로 이미지 가이드를 여기시킨다고 생각하자. E₁₁^y-모드로 여기되는 이미지 가이드의 z-방향 전파상수 k_z를 구하기 위해 근본적으로 유효유전상수(effective dielectric constant: EDC) 방법을 사용하였다. 그러나 우리가 본 연구에서 사용하는 유전체 도파관은 높이/폭의 비율이 1보다 커서 기존 EDC 방법을 역순으로 적용하는 새로운 유효유전상수 방법으로 도파관의 전파 전달특성을 구하였다.

도파관의 곡선반경은 반사효과 및 방사효과를 무시할 수 있도록 하기 위하여 곡선반경이 10λ_g 이상 되도록 곡선의경을 20cm로 하였다. 앞에서 언급한 수정된 이론식들과 새로운 유효유전상수 방법에 따라 구한 설계내용은 ε_r이 2.55인 Rexolite 1422를 사용하고, 유전체의 폭이 1.27cm, 높이가 1.016cm인 경우, 중심주파수 10GHz에서 k_x는 1.5049cm⁻¹, k_y는 1.2202cm⁻¹, k_z는 2.7262cm⁻¹, c_o는 0.2619cm⁻¹, d_o는 0.2355cm, α_x는 2.2952cm⁻¹, L은 5.3451cm, Δβ는 0.1469cm⁻¹이었다.

위의 설계 내용에 따른 곡선형 3-dB 방향성 결합기의 동작특성을 그림 4에 이론치와 실험치를 비교하여 보였다.

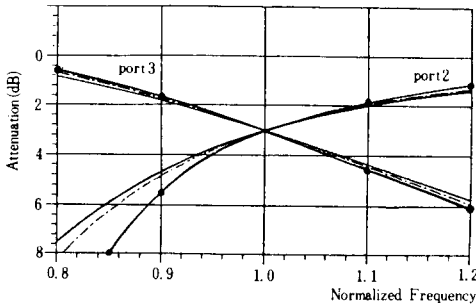


그림 4. 곡선형 3-dB 결합기의 결합특성

(—; 결합이론, ---; 수정된 이론, ⊕; 실험치)

Fig. 4. The coupling characteristics of the curved 3-dB coupler. (—; coupled mode theory, ---; modified theory, ⊕; measurement).

Port 2가 입력도파관의 출력단 신호이고, Port 3은 피결합 도파관의 출력단 신호를 나타낸다. 중심 주파수에서 3-dB 값을 기준으로 ±0.5dB가 되는 대역폭은 이론값이 7.8%, 실험치가 약 6.8%이다. 이론값과 실험치의 오차는 유전체 도파관의 전파전달 상수 계산에 이용된 유효유전상수 방법의 오차, 곡선형 도

파관을 직선도파관과 등가적으로 변환하는 과정에서 발생된 오차, 그리고 실험오차등으로 판단된다. 실험치의 삽입 손실은 방사손실, 금속도파관으로 부터 유전체 도파관으로의 전자파 유도손실 및 이미지 가이드 자체손실을 포함하여 중심주파수인 10GHz에서 4 dB를 가지나 이론값과 비교하기 위하여 잉여의 1 dB는 삽입손실에서 제외시키고 그림 4에 나타내었다.

또한 설계된 결합기의 반사도인 |S₁₁|과 지향도와 관련된 |S₄₁|은 참고문헌[6]에 의해 측정 주파수대역에서 각각 -51dB, -43dB이하가 되나, 실제 측정값은 그림 5에 보인 바와 같이 대략 -30dB이하의 값을 보였다. 부하특성 및 측정조건이 완벽하지 않아 측정값이 이론치를 만족시키지는 못하나 실제 사용되기에는 충분히 좋은 값이다. 참고로, 곡선형 결합기보다 넓은 대역폭을 실현시킬 수 있는 직접 결합기인 경우 |S₁₁| 및 |S₄₁|은 -25dB 이하로 보고되고 있어 본 결합기의 |S₁₁|, |S₄₁| 특성이 더 좋음을 알 수 있다.

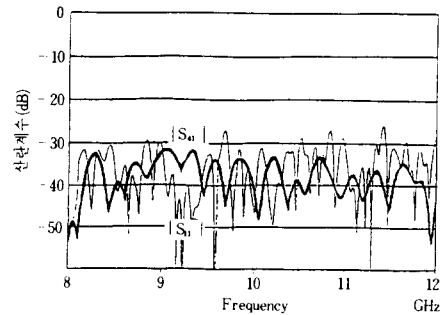


그림 5. 곡선형 3-dB 결합기의 |S₁₁| 및 |S₄₁| (⊕; |S₁₁|, ⊖; |S₄₁|)

Fig. 5. |S₁₁| and |S₄₁| of the curved 3-dB coupler. (⊕; |S₁₁|, ⊖; |S₄₁|)

IV. Chebyshev 통과대역을 갖는 대역저지 필터

1. 이론

유전체 도파관 격자를 이용한 필터를 설계하려면 먼저 격자의 특성을 정확히 알기 위한 방법이 요구된다. 이러한 방법의 하나가 등가전송선 해석방법이다. 이미지 가이드형의 균일한 격자구조를 갖는 유전체 도파관은 같은 특성을 갖는 등가 전송선으로 모델링 될 수 있다.^[1] 격자 구조에서 홈이 파인 부분에 해당되는 등가 전송선의 임피던스를 Z₁, 홈이 파이지 않은 부분에 해당되는 전송선의 임피던스를 Z₀라 하고, 이 두 임피던스의 비 Z₁/Z₀를 r이라 놓자. 실제로 격자

구조의 해석 및 설계에 필요한 파라미터인 두 임피던스의 비 r 은 유전체 격자도파관의 전달손실을 측정하여 구할 수 있으며, 자세한 과정은 참고문헌[3]에 잘 설명되어 있다.

홈의 깊이가 균일한 격자를 이용한 대역저지 격자구조는 저지대역의 가장자리에서 2-3dB의 리플을 갖고 통과대역으로 들어갈수록 리플이 작아지는 특성을 보여주고 있다. 그러나 응용분야에 따라서 이 대역 가장자리의 리플은 너무 커서 허용범위 내에서 일정한 크기의 리플을 갖는 Chebyshev형 필터가 요구되는데, 통과대역에서 균일한 리플을 갖도록 하려면 균일격자가 아닌 비균일 격자구조로 설계하여야 한다. 이러한 비균일 격자구조를 설계하는 방법은 참고문헌[4]에 자세히 설명되어 있고, 본 연구에서는 이 방법으로 대역저지 격자구조를 설계하고자 한다.

2. 설계 및 특성측정

중심주파수 (f_0) 10GHz에서 최대 저지대역손실 30dB, 통과대역 허용리플 0.015dB(반사손실 22dB에 해당), equal-ripple bandwidth 10.8%, 3-dB 대역폭 9.4%(분산효과를 고려하지 않은 대역폭)를 갖는 대역저지 격자구조를 설계해 보자.

대역저지 격자구조의 합성이론^[4]에 위의 설계조건을 적용시키어 합성된 전송선 등가회로의 등가 임피던스를 먼저 구하고, 이 등가 임피던스를 이미지 가이드형 격자구조로 실현시켰다. 이와같은 방법으로 최종 합성된 이미지 가이드 격자구조형 대역저지 필터는 홈이 없는 도파관 부분을 폭 1.27cm, 높이 1.016cm로 하였을 때, 총 홈의 갯수는 41개, 홈의 깊이는 비균일하여 0.11~0.42cm에서 변화하며, 각 section의 길이도 0.599~0.657cm에서 변화하며, 전체길이는 50.996cm 이다.

위의 설계내용에 따른 유전체 도파관 대역저지 필터의 전달특성과 실험내용을 그림 6에 보였다. 이론치와의 비교를 쉽게하기 위하여 기본 삽입손실 0.5dB를 제외시킨 측정치를 보였다. 반사손실 특성에서 볼 때 통과대역에서의 리플이 equal ripple에서 약간 벗어나는 이유는 정확히 합성된 합성회로를 실현한 것이 아니고 제작을 간편하게 하기 위한 근사회로를 실현한데 따른 오차에 기인한다. 그리고 3-dB 대역폭은 설계치 9.4%이나, 위와 같은 이유로 인해 근사회로의 3-dB 대역폭은 이론적으로 10.2%가 된다. 그러나 이론적인 대역폭들은 전송선 모델을 통해 구하여진데 반해서 실험치는 유전체 도파관의 분산특성을 포함하고 있기 때문에 이론치에 분산효과를 고려해 주어야 비로서 실험치와 비교할 수 있는 이론치를 얻을 수 있

다. 이러한 분산특성을 나타내는 분산상수는 중심주파수에서 유전체 도파관의 전파속도 변화율로 부터 근사적으로 구할 수 있다. 우리의 경우 구한 분산상수는 1.35가 되어 대역폭 10.2%를 1.35로 나누면 이론적인 3-dB 대역폭은 7.55%가 된다. 측정된 대역저지 필터의 3-dB 대역폭은 7.46%로 이론치와 실험치가 잘 일치하고 있다. 중심주파수는 약 0.5% 정도 낮은 주파수로 편이되었는데, 그 원인은 제작상의 가공오차로 판단된다. 통과대역의 리플크기는 18dB 이상으로 나타난 반사손실로 보아 설계치인 0.015dB 보다 약간 크게 나타났음을 알 수 있고 저지대역에서의 최대 감쇠는 이론치와 상당히 잘 일치해 30dB를 보여주고 있다.

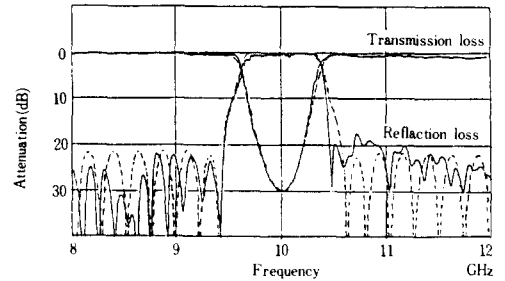


그림 6. 대역저지 필터의 주파수 특성 (···;이론치, —;실험치)

Fig. 6. The frequency characteristics of the bandstop filter. (···;theory, —;measurement)

V. 채널 드로핑 필터

설계된 대역저지 격자구조와 곡선형 3-dB 방향성 결합기의 특성이 만족스런 결과를 보이면 두개의 곡선형 3-dB 결합기와 두개의 대역저지 격자구조를 가지고 그림 1과 같은 채널 드로핑 필터를 구성할 수 있다. 채널 드로핑 필터의 특성을 결정하는 주요 요소로는 격자구조의 반사특성과 리플특성, 결합기의 결합특성과 지향성, 반사도, 그리고 위상특성등을 생각할 수 있다. 채널 드로핑 필터는 3-dB 방향성 결합기와 대역저지 격자구조의 특성이 합성되어 나타나는 필터로 3-dB 결합기에서의 지연을 고려하지 않은 이상적인 신호의 흐름을 보이면 그림 7과 같다.

그림 7에서 첫번째 결합기에 들어온 입력신호는 결합기 출력단에서 자기 동 위상과 90도 위상이 지연된 신호로 반분되어 대역저지 격자구조에 들어가게 되고 이들 신호중 대역저지 공진주파수를 중심으로 선별된 신호는 이곳에서 반사되어 다시 첫번째 결합기를 갈

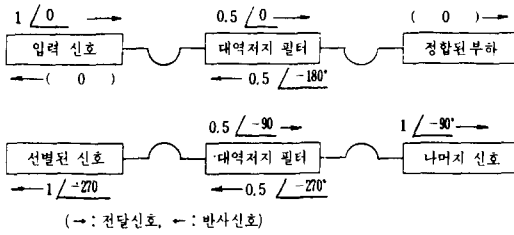


그림 7. 채널 드로핑 필터의 이상적인 신호 흐름도 (결합기에서의 신호지연은 편의상 고려하지 않았음)

Fig. 7. The idealized signal flow diagram of the channel dropping filter. (The signal delay at the coupler has not been considered for convenience.)

은 방법으로 통과하면서 입력단에서는 위상이 서로 상반되어 반사신호는 없어지게 되며, 출력단에는 270도 지연된 정위상 신호가 나타나게 된다. 반면에 대역저지 격자구조의 공진주파수 대역을 벗어나는 신호는 통과되어 두번째 결합기에 들어가게 되고, 이곳에서 다시 동위상과 90도 지연된 신호로 반분되어 부하단에서는 위상이 서로 상반되어 신호가 없게 되고, 출력단에는 90도 지연된 나머지 신호가 나오게 된다. 이를 식으로 보이면 다음과 같다.

* 선별된 port에서의 신호(dropped-port signal);

$$\cos(\Delta\beta \cdot L) * \sqrt{1-\rho^2} * \sin(\Delta\beta \cdot L) + \sin(\Delta\beta \cdot L) * \sqrt{1-\rho^2} * \cos(\Delta\beta \cdot L)$$

$$= 2 \cdot \sqrt{1-\rho^2} * \cos(\Delta\beta \cdot L) * \sin(\Delta\beta \cdot L)$$

* 통과된 port에서의 신호(passed-port signal);

$$\cos(\Delta\beta \cdot L) * \rho * \sin(\Delta\beta \cdot L) + \sin(\Delta\beta \cdot L) * \rho * \cos(\Delta\beta \cdot L) = 2\rho * \cos(\Delta\beta \cdot L) * \sin(\Delta\beta \cdot L)$$

여기서,

- $\Delta\beta$; 곡선형 결합기의 결합계수
- L; 곡선형 결합기의 결합길이
- ρ ; 대역저지 필터의 반사계수

위의 그림 8은 채널 드로핑 필터의 이론적인 주파수 특성과 실험측정 내용을 보인 것으로 3-dB 결합기와 대역저지 필터의 특성을 포함하여 선별된 채널의 주파수 특성을 잘 보여주고 있다. 중심주파수로부터 멀어질수록 신호의 감쇠도가 증가하는 것은 그림 4에 보인 3-dB 결합기의 특성에 기인하며 결합기의 대역폭이 넓을수록 감쇠도는 감소한다. 선별된 채널신호(dropped signal)의 이론적 3-dB 대역폭은 앞 절에서 계산된 대역저지 필터의 3-dB 대역폭인 7.55%로, 3-dB 결합기의 대역폭(3dB ± 0.5dB)이 대역저

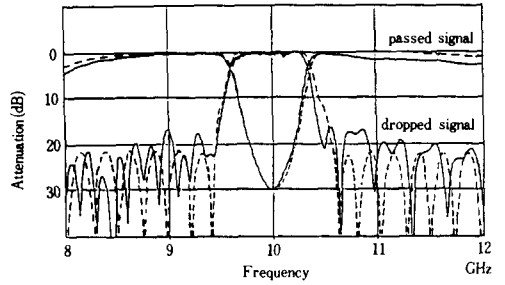


그림 8. 채널 드로핑 필터의 주파수 특성 (···; 이론치, —; 실험치)

Fig. 8. The frequency characteristics of the channel dropping filter. (···; theory, —; measurement)

지 필터의 대역폭 보다 충분히 크므로 영향을 받지 않는다. 측정된 대역폭은 대역저지 필터에서와 같은 7.46% 이었다. 실제로 설계내용에 따른 채널 드로핑 필터를 제작하여, 그 특성을 측정하기 위해 급속도파관과 유전체 도파관의 각 경계부위에는 Horn 안테나를 사용하여 불연속 효과를 줄였으며, 채널 드로핑 필터의 삽입손실은 같은 단면적을 갖는 직선도파관을 제작하여 실험주파수 대역에서 측정하였다. 직선도파관 측정치는 모드변환 손실, 유전체 손실, 전도손실을 포함하여 전 주파수 대역에서 약 2.5dB의 손실을 보였고, 채널 드로핑 필터의 측정에서는 통과대역에서 약 2.9dB의 삽입손실을 나타내었다. 이들 값을 비교하여 보면 약 0.4dB의 차이가 있는데, 실험에 사용된 3-dB 결합기의 방사손실은 거의 무시할 만한 값이므로 이러한 차이는 전체 필터가 20개 section으로 구성되었기 때문에 발생하는 결합부에서의 결합손실로 판단된다. 또한 직선도파관 삽입손실 2.5dB의 대부분은 입력과 출력단에서의 모드변환 손실과 유전체 및 도체 손실이며 측정과정에서의 손실은 0.1dB 미만으로 확인되었다. 저지대역에서의 감쇠는 16dB 이상으로 20-section에서의 반사값을 고려하면 설계값과 유사하다. 그림 8에는 실험내용의 비교를 용이하게 하기 위하여 2.9dB에 해당되는 기본 삽입손실은 제외되었다.

VI. 결 론

곡선형 3-dB 방향성 결합기에서의 곡면효과를 고려한 결합 관계식을 유도하여 실험치와 비교 검토하였고, 또한 대역저지 격자구조를 설계, 제작하였으며 이들을 조합하여 새로운 형태의 유전체 이미지 가이드를 이용한 대역폭 5~10%의 채널 드로핑 필터를 구

현해 보였다. 곡선형 결합기, 대역저지 필터, 채널드로핑 필터, 공히 실험결과치는 설계시 계산되는 이론치와 잘 일치함을 보였다. 이러한 특성의 필터는 주파수대를 밀리미터파대로 확장하여 통신회로 집적화에 응용할 수 있으며, 기타 유전체 도파관을 이용한 통신장비 개발에 응용이 가능하리라 생각된다.

參 考 文 獻

- [1] T. Itanami and S. Shindo, "Channel dropping filter for millimeter-wave integrated circuits," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techn.*, vol. MTT-26, pp. 759-764, Oct. 1978.
- [2] T. Itanami, "A periodic branching filter for millimeter-wave integrated circuits," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techn.*, vol. MTT-29, pp. 971-978, Sept. 1981.
- [3] G.L. Matthaei, D.C. Park, Y.M. Kim, and D.L. Johnson, "A study of the filter properties of single and parallel-coupled dielectric-waveguide gratings," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techn.*, vol. MTT-31, pp. 825-835, Oct. 1983.
- [4] D.C. Park, G.L. Matthaei, and M.S. Wei, "Bandstop filter design using a dielectric waveguide grating," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techn.*, vol. MTT-33, pp. 693-702, Aug. 1985.
- [5] D. Marcuse, "The coupling of degenerate modes in two parallel dielectric waveguides," *Bell Syst. Tech., J.* vol. 50, pp. 1791-1816, 1971.
- [6] M. Abouzahra and L. Lewin, "Coupling of degenerate modes on curved dielectric slab sections and applications to directional couplers," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techn.*, vol. MTT-28, pp. 1096-1101, Oct. 1980.
- [7] T. Trinh and R. Mittra, "Coupling characteristics of planar dielectric waveguides of rectangular cross section," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techn.*, vol. MTT-29, pp. 875-880, Sept. 1981.
- [8] D.I. Kim, D. Kawabe, K. Araki, and Y. Natio, "Directly connected image guide 3-dB couplers with very flat couplings," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techn.*, vol. MTT-32, pp. 621-627, June 1984.
- [9] J. Arnaud, "Transverse coupling in fiber optics part III: Bending losses," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 53, pp. 1379-1394, 1974.
- [10] W.V. McLevige, T. Itoh, and R. Mittra, "New waveguide structures for millimeter-wave and optical integrated circuits," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techn.*, vol. MTT-23, pp. 788-794, Oct. 1975.