

높은 Q 값을 갖는 기판 집적형 도파관(SIW) 공진기

High-Q Resonator with Substrate Integrated Waveguide(SIW) Structure

윤 태 순 · 남 희 · 이 중 철

Tae-Soon Yun · Hee Nam · Jong-Chul Lee

요 약

본 논문에서는 위성 통신 대역에서 사용할 수 있는 기판 집적형 도파관(SIW: Substrate Integrated Waveguide) 공진기에 관하여 논의된다. 기판 집적형 도파관은 기판에 비아 홀을 삽입하여 근사적으로 도파관을 구현한 것으로써 다른 회로와 집적화 시킬 수 있다는 장점을 지닌다. 측정을 위해 설계된 back-to-back 트랜지션은 18 GHz 에서 0.4 dB의 삽입 손실을 갖는다. 또한, 측정된 기판 집적형 도파관을 이용한 공진기의 Q 값은 back-to-back 트랜지션을 포함하였을 때 222를 나타낸다. 이러한 높은 Q 값을 갖는 기판 집적형 도파관을 이용한 공진기는 필터, 발진기, 전압 제어 발진기 등에 이용될 수 있다.

Abstract

In this paper, a resonator with the substrate integrated waveguide(SIW) structure at the satellite communication band is presented. The SIW structure is realized by via-holes on the dielectric substrate and has an advantage of integration with other circuits. For the measurement, a designed back-to-back transition has the insertion loss of 0.4 dB at 18 GHz. Also, the quality factor of the resonator with the SIW structure including back-to-back transition is obtained to be 222. The high-Q resonator with the SIW structure can be used in filter, oscillator, and voltage controlled oscillator.

Key words : SIW, Quality Factor, Resonator, Transition

I. 서 론

21세기 정보화 시대의 본격적인 개막으로 이동 통신, 위성 통신 및 위성 방송 등이 실용화됨에 따라 마이크로파 대역의 고주파를 이용한 기술이 점점 활성화되고 있으며, 정보 통신용 고주파 부품에 대한 사업적 중요성의 인식과 더불어 최근 그 수요가 폭발적으로 증가하고 있다. 또한 현재 이동 통신에서 상용화되고 있는 L-band 뿐 아니라, 위성 통신 및 위성 방송이 보편화됨에 따라 위성 통신 대역인 Ku-, Ka-band용 무선 통신 소자 및 시스템의 개발이 활성화되고 있다.

이러한 초고주파용 소자 및 부품을 설계하는 것

은 전송 선로 연구가 기초가 된다. 대표적인 전송 선로로서는 마이크로스트립 선로와 밀리미터파 대역에서 저손실 전송 선로로 각광받는 코플래너 웨이브가이드(CPW)가 있으며, 고전력 전송과 높은 Q 값의 장점을 갖는 도파관이 있다. 특히, 도파관은 높은 Q 값을 이용하여 다른 전송 선로 구조에 비해 우수한 특성을 갖는 회로를 구현할 수 있으므로 활용도가 매우 크지만, 집적화가 힘들다는 단점이 있다.

이에 도파관이 갖고 있는 장점을 살리며, 단점을 보완하기 위해 그림 1과 같이 도파관의 세로축 벽면을 비아 홀(via-hole)로 대체함으로써 도파관을 유전체 기판에 집적화시키는 기판 집적형 도파관(SIW: Substrate Integrated Waveguide)이 제안되었다^{[1],[2]}. 그

「본 연구는 정보통신부 및 정보통신연구진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음(IITA-2005-(C1090-0502-0034)).」

광운대학교 ITRC RFIC 연구센터(RFIC Research and Education Center, Kwangwoon University)

· 논문 번호 : 20051209-142

· 수정완료일자 : 2006년 4월 4일

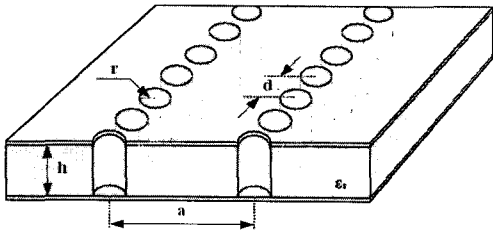


그림 1. 기판 집적형 도파관 구조
Fig. 1. The substrate integrated waveguide(SIW) structure.

림 1에서 표현한 바와 같이 기판 집적형 도파관은 비아 홀을 통하여 구형 도파관(rectangular waveguide)을 구현한 것이다. 구형 도파관의 세로축 벽면을 비아 홀로 대체하였을 때, 비아 홀 사이의 간격, d 를 0.2λ 보다 작게 한다면 $0.1 \text{ dB}/\lambda$ 이하의 손실을 가지는 구형 도파관으로 근사화 할 수 있다^[1]. 이때, 근사화된 기판 집적형 도파관의 전파 모드와 차단 주파수 특성은 기본적인 구형 도파관의 특성을 따른다. 즉, 기판 집적형 도파관의 기본 전파 모드(dominant mode)는 TE_{10} 모드가 된다. 또한, 유전체 기판의 두께가 도파관의 높이에 대칭되고($b=h$), 일반적으로 유전체 기판의 두께, h 가 비아 홀 사이의 거리, a 보다 작게 되어($a>2h$) 비아 홀 사이의 거리에 의해 기본 모드, TE_{10} 모드의 차단 주파수를 결정하게 된다. 즉, 기판 집적형 도파관의 차단 주파수는 다음 식을 따른다^[3].

$$f_{c_{mn}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}$$

$$\rightarrow f_{c_{10}} = \frac{1}{2a\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (1)$$

위의 식에서 a, b 는 각각 구형 도파관의 가로, 세로 길이이며, ϵ, μ 은 각각 유전율과 투자율을 나타낸다.

기판 집적형 도파관은 세로축 벽면을 비아 홀로 근사화 함에 따른 손실과 도파관 내부가 비어 있는 구형 도파관과 달리 일정한 손실을 갖는 유전체로 채워짐에 따른 손실을 갖고 있지만, 기판 위에 구현되는 기존의 마이크로스트립 선로나 코플래너 웨이브가이드 선로에 비해 월등히 높은 Q 값을 나타낸다. 또한, 기판 위에 비아 홀만으로 구현되므로 다른 회로와의 연결이 쉽게 되어 기존 도파관이 갖는

집적화의 문제점을 극복할 수 있다. 다만, 다른 부품이나 전송 선로와의 연결에서 필연적으로 오는 구조적 불연속을 해결하기 위하여 트랜지션 회로를 요구한다. 본 논문에서는 위성 통신에서 사용하는 18 GHz의 기판 집적형 도파관 구조의 공진기를 설계하는 한편, 기판 집적형 도파관과 마이크로스트립 선로와의 트랜지션 회로를 설계하여 측정하였다.

II. 기판 집적형 도파관(SIW)의 트랜지션(Transition)

기판 집적형 도파관은 비아 홀(via-hole)을 나열함으로써 근사적으로 구형 도파관을 구현한 것이므로, 본 논문에서는 마이크로스트립 전송 선로와 구형 도파관의 연결을 기반으로 연구하였다.

그림 2에서는 quasi-TEM 모드의 마이크로스트립 구조와 TE_{10} 모드의 구형 도파관의 전계 분포를 나타내고 있다^[2]. 이러한 전계 분포로 인하여 동일한 유전체 내에서 마이크로 스트립 전송 선로와 구형 도파관의 2차원 구조를 갖는 트랜지션을 착안하였다.

그림 3은 본 논문에서 제안하는 트랜지션 구조를 나타내고 있다. 구형 도파관의 TE_{10} 모드는 x 축으로 보았을 때, 그림 3과 같이 $\lambda_g/4$ 떨어진 지점에서는 전계가 미약하게 된다. 본 논문에서는 도파관으로

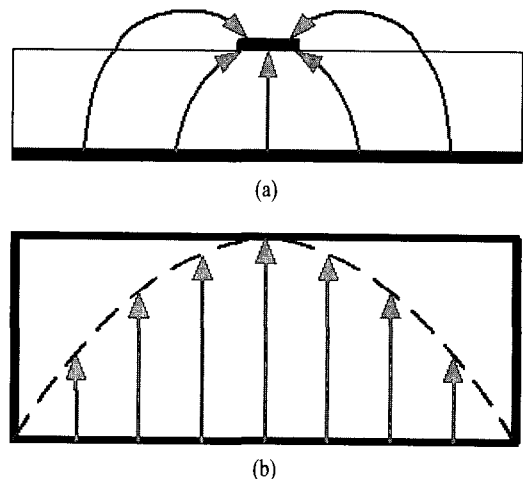


그림 2. (a) 마이크로스트립 구조와 (b) 구형 도파관에서의 전계 분포
Fig. 2. Electric field distribution (a) in the microstrip structure and (b) in the rectangular waveguide.

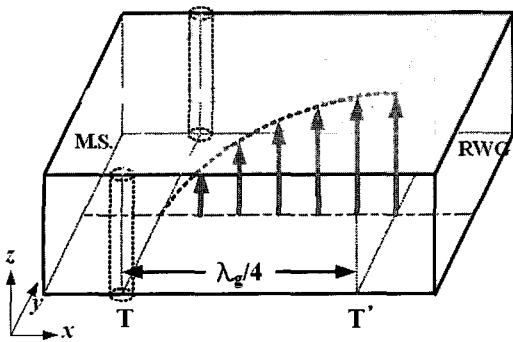


그림 3. 마이크로스트립 선로와 구형 도파관의 트랜지션 구조

Fig. 3. Transition structure between microstrip and rectangular waveguide.

부터 마이크로스트립 선로쪽으로 $\lambda_g/4$ 떨어진 곳(T 지점)에 가상 접지를 구현함으로써 도파관이 시작 되는 점 T'에서 가장 강한 전계를 형성시키고자 하였다. 이에 트랜지션 구간(T-T')은 $\lambda_g/4$ 의 길이를 갖게 하였으며, 그림 3과 같이 트랜지션 구간 내부의 선로는 마이크로스트립 선로(50 ohm)와 동일하고 선형 역 테이퍼 선로를 구현하였다. 또한, 마이크로스트립 전송 선로의 접합 부분에서 접지를 구현하였다. 트랜지션의 구조 및 트랜지션 구간에서 형성될 전계 분포 및 세기는 그림 3에 화살표로 나타내고 있다.

그림 3에서 표현한 바와 같이 마이크로스트립 선로에서 구현된 접지는 전계 생성을 억제하게 된다. 특히, 기판 집적형 도파관(SIW)은 비아 홀을 통하여 유전체에 형성되므로 더욱 편리하게 접지를 구현하여 트랜지션 회로를 설계할 수 있다. 기존의 마이크로스트립 선로와 도파관의 평면 구조를 갖는 트랜지션은 각각의 전송 선로를 테이퍼 선로(taper-line)로 연결함으로써 얻을 수 있었다^{[2],[5]}. 이러한 트랜지션은 테이퍼 선로의 폭과 길이를 조정함으로써 얻어지는 것으로 참고문헌 [2]는 테이퍼 선로의 폭과 길이를 도파관의 폭과 $\lambda_g/4$ 길이보다 짧게 하고 있으며, 참고문헌 [5]는 테이퍼 선로의 폭을 도파관의 폭에 맞추고 길이를 $\lambda_g/4$ 길이보다 길게 설계하였다. 그러나, 이러한 트랜지션은 기판의 유전율, 두께와 주파수 등과 같은 설계 조건에 따라 유동성이 있는 설계 변수를 갖는다. 본 논문에서 제시된 트랜

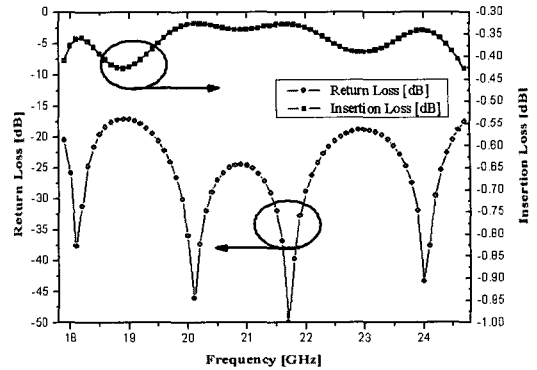


그림 4. Back-to-back 트랜지션의 결과

Fig. 4. Results of back-to-back transition.

지션 구조는 $\lambda_g/4$ 길이의 정해진 트랜지션 구간을 갖게 되므로 보다 효율적인 설계를 할 수 있다.

그림 4는 설계된 트랜지션 회로의 결과를 나타내고 있다. 그림에 나타난 결과는 마이크로스트립 전송 선로에서 기판 집적형 도파관(SIW)으로의 트랜지션과 다시 SIW에서 마이크로스트립 전송 선로로의 트랜지션이 연결된 back-to-back 트랜지션을 나타내고 있다. 유전체 기판은 두께 0.635 mm이며 유전율 10.2의 Duroid 기판을 사용하였으며, 18 GHz 대역을 만족시키기 위해 비아 홀 사이의 거리, a 는 3.2 mm로 하였고, 비아 홀의 반지름 r 과 비아 홀 사이의 간격, d 는 각각 0.1 mm, 0.4 mm로 설계되었다. 그림에서 나타난 바와 같이 설계된 트랜지션은 back-to-back인 경우에 18 GHz에서 삽입 손실 0.4 dB를 갖고 반사 손실 30 dB 이상을 갖는다. 또한, 18~24 GHz 대역 내에서 17 dB 이상의 반사 손실 특성을 보이므로 구현된 기판 집적형 도파관의 기본 모드를 사용할 수 있다. 이러한 특성과 기존의 마이크로스트립 선로와 구형 도파관의 평면형 트랜지션의 장, 단점을 표 1에 비교하였다.

표 1로부터 본 논문에서 제시된 구조는 손실 측면에서 참고문헌 [5]를 크게 개선하였으며, 주파수 대역은 참고문헌 [2]를 크게 개선하였음을 알 수 있다.

III. 기판 집적형 도파관(SIW) 공진기

도파관의 가장 큰 장점은 높은 Q 값을 얻을 수 있다는 것이다. 일반적으로 마이크로스트립 선로를

표 1. 마이크로스트립 선로와 구형 도파관의 여러 가지 트랜지션 비교

Table 1. Comparison of transition between microstrip and rectangular waveguide.

	by K. Wu ^[2]	by C. Lee ^[5]	by this paper
Freq. band	27~30 GHz (12 %)	26~40 GHz (42 %)	18~24 GHz (29 %)
Insertion Loss	0.3 dB @ 28 GHz	0.6 dB @ 30 GHz	0.4 dB @ 18 GHz
Return Loss	under 20 dB	under 10 dB	under 17 dB

이용한 공진기 설계 시 100 정도의 Q 값을 얻게 되는데, 본 논문에서는 주기적인 비아 홀을 통한 기판 집적형 도파관(SIW)을 통하여 18 GHz의 공진 주파수를 갖는 공진기를 설계하여 SIW의 Q 값을 측정하였다. 설계된 기판 집적형 구조의 공진기는 반파장 공진기 구조를 가지며, 이때 관내 파장은 다음의 식을 따른다^[4].

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_c)^2}} \quad (2)$$

식 (2)에서 λ_g , λ_c 는 각각 기판 집적형 도파관의 관내 파장과 차단 파장을 가리킨다.

그림 5는 비아 홀의 반지름 r 과 비아 홀 사이의 간격 d 가 각각 0.1 mm, 0.4 mm를 갖는 SIW 공진기의 사진이며, 그림 6은 이 SIW 공진기의 설계 및 측정 결과이다. 제작된 SIW 공진기는 $7 \times 10 \text{ mm}^2$ 이며, 측정된 결과를 보면 설계 치에 비해 중심 주파수가

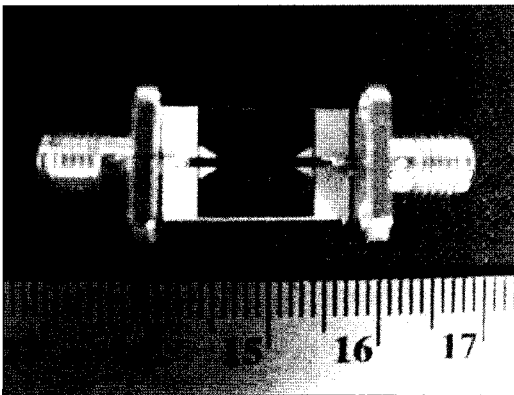


그림 5. 제작된 SIW 공진기의 사진
Fig. 5. Photograph of the SIW resonator.

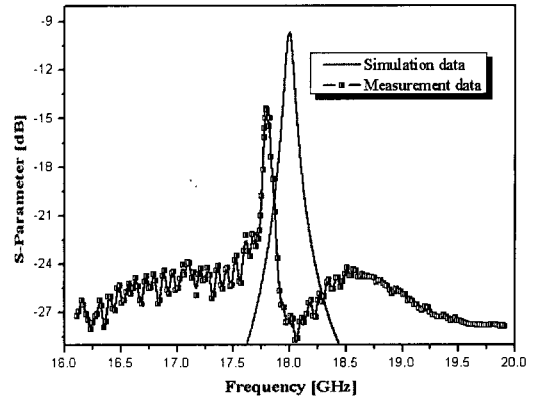


그림 6. SIW 공진기의 설계 및 측정 결과
Fig. 6. Simulation and measurement results of the SIW resonator.

약 1 % 정도 하향되어 17.8 GHz로 나타났으며, 중심 주파수에서의 삽입 손실은 14.3 dB를 갖고, loaded-Q, Q_l 값은 222를 나타냈다. 이는 유전체 손실에 의한 Q 값(Q_d)과 도체 손실에 의한 Q 값(Q_c) 그리고 방사 손실에 의한 Q 값(Q_r)으로 나누어 생각할 수 있는데, Q_d 와 Q_c 는 각각 435, 3,416의 값을 갖는다^[6]. 이때, Q_l 값은 back-to-back 트랜지션 손실을 포함하고 있으며, 기판의 유전체 손실에 큰 영향을 받는다.

기판 집적형 도파관은 세로축 벽면을 비아 홀로 근사화 함에 따른 손실과 도파관 내부가 비어 있는 구형 도파관과 달리 일정한 손실을 갖는 유전체로

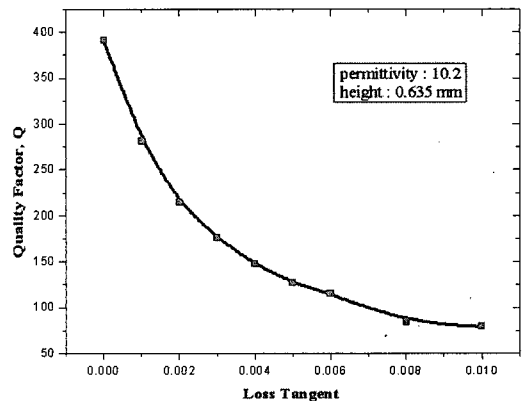


그림 7. 유전체 손실에 따른 SIW 공진기의 Q 값
Fig. 7. Quality factor of a SIW resonator due to loss tangent.

채워짐에 따른 손실을 갖고 있어 구형 도파관에 비해 Q 값이 떨어진다. 특히, 유전체 손실($\tan \delta$)에 의한 Q 값의 저하는 유전체 손실 값이 증가함에 따라 큰 폭으로 감소하게 된다. 유전체 손실에 따른 SIW 공진기의 Q 값을 3-D field software인 HFSS를 이용하여 확인한 결과를 그림 7에 나타내었다.

유전체 손실이 없는 경우에 공진기의 Q 값은 400 정도인데, 이는 트랜지션에 의한 영향을 포함하고 있는 것이며, 유전체 손실 값(loss tangent)이 0.008 이상이 되면 Q 값은 100 이하로 떨어지는 것을 확인할 수 있었다. 앞서 측정된 공진기는 유전체 손실이 0.0023을 갖는 유전체를 사용함으로써 222의 Q 값을 얻었다.

IV. 결 론

본 논문은 집적화가 어려운 도파관의 단점을 극복한 기판 집적형 도파관(SIW: Substrate Integrated Waveguide)을 이용하여 높은 Q 값을 갖는 공진기를 설계하였고, 기판 집적형 도파관과 일반적인 전송선로인 마이크로스트립 선로와의 트랜지션을 설계하여 공진기를 측정하였다. 유전을 10.2의 Duroid 기판을 사용하여 마이크로스트립 50 Ω 선로와 주기적인 비아 홀을 통하여 구현한 기판 집적형 도파관 구조의 공진기는 중심 주파수 17.8 GHz에서 222의 Q 값을 나타내었다. 이러한 Q 값은 back-to-back 트랜지션을 포함한 값으로, back-to-back 트랜지션은 18 GHz에서 삽입 손실 0.5 dB, 그리고 반사 손실 20 dB의 특성을 보인다.

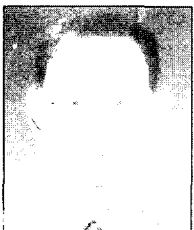
본 논문에서 설계된 마이크로스트립 선로와 기

판 집적형 도파관의 트랜지션은 보다 용이한 집적화를 가능하게 해주며, 기판 집적형 도파관 구조의 공진기는 높은 Q 값을 갖는 특성을 통해 여파기, 발진기, 전압 제어 발진기 등과 같은 소자에 적용되어 특성의 향상을 가능케 하리라 기대된다.

참 고 문 헌

- [1] D. Deslandes, K. Wu, "Single-substrate integration technique of planar circuits and waveguide filters", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 51, no. 2, pp. 593-596, Feb. 2003.
- [2] D. Deslandes, K. Wu, "Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form", *IEEE Microwave and Wireless Components Lett.*, vol. 11, no. 2, pp. 68-70, Feb. 2001.
- [3] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook*, Peter Peregrinus Ltd., 1986.
- [4] R. E. Collin, *Field Theory of Guided Wave*, IEEE Press, 1990.
- [5] C. Lee, H. Wu, and C. C. Tzuang, "A broadband microstrip-to-waveguide transition using planar technique", *Proc. 2001 Asia Pacific Microwave Conf. (APMC)*, vol. 2, pp. 543-546, Dec. 2001.
- [6] J. H. Lee, S. Pinel, J. Papapolymerou, J. Laskar, and M. Tentzeris, "Low-loss LTCC cavity filters using system-on-package technology at 60 GHz", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 53, no. 12, pp. 3817-3824, Dec. 2005.

윤 태 순



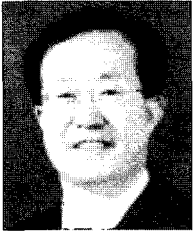
2000년 2월: 국민대학교 전자공학과 (공학사)
 2002년 2월: 광운대학교 전파공학과 (공학석사)
 2002년 3월~현재: 광운대학교 전파공학과 박사과정
 [주 관심분야] Ferroelectric tunable device, millimeter-wave device, RF MEMS

남 희



2003년 2월: 순천향대학교 정보통신공학과 (공학사)
 2004년 8월~현재: 광운대학교 전파공학과 석사과정
 [주 관심분야] RF passive and active device, Ferroelectric tunable device, RF MEMS

이 종 철



1983년 2월: 한양대학교 전자공학과 (공학사)

1985년 2월: 한양대학교 전자공학과 (공학석사)

1989년 12월: Arizona State Univ. EE Dept. (공학석사)

1994년 5월: Texas A&M Univ. EE

Dept. (공학박사)

1994년 6월~1996년 2월: 현대전자 광소자 개발실 선임연구원

1996년 3월~현재: 광운대학교 전자공학과 전임강사/조교수/부교수

[주 관심분야] 초고주파 및 광전자 공학, RF MEMS, 밀리미터파 능동 및 수동 소자