

마이크로파 가변 소자용 K-band Coplanar Stripline 공진기 설계

K-band Coplanar Stripline Resonator for Microwave Tunable Devices

강중윤^{1,a}, 윤석진¹, 김현재¹

(Chong-Yun Kang^{1,a}, Seok-Jin Yoon¹, and Hyun-Jai Kim¹)

Abstract

In order to develop a tunable resonator which can be easily operated by DC bias and applied for microwave tunable filters and devices using ferroelectric thin or thick films, the non conductor backed- and conductor backed- coplanar stripline resonators have been designed and analyzed. They have been designed to be operated at 25 GHz which involve coplanar stripline input and output ports. The resonators have been simulated and analyzed using Ansoft HFSS. The research has been focused on the Quality factor of the coplanar stripline resonator. The conductor Q, box Q, and radiation Q of the resonators have been analyzed and calculated according to the substrate thickness & conductor width of the resonators. From these parameters, the loss factors of the coplanar stripline resonator have been investigated. The conducting Q of the coplanar stripline resonator has no relation with the thickness of dielectric substrate and increases as the conductor width increases. The box Q has no much relation with the thickness of substrate and the conductor width, which is above 2000. The radiation loss increases as the thickness of substrate and the conductor width increase. To decrease the radiation loss of the coplanar stripline resonator, a conductor backed coplanar stripline resonator has been proposed which has the unloaded Q of 170.

Key Words : Coplanar stripline resonator, Microwave, Tunable, Ferroelectric, Quality factor

1. 서 론

초고속, 대용량의 data를 전송을 필요로 하는 현대 사회의 요구에 따라 이동통신 시스템은 고성능화, 고주파화, 이중 또는 다중 대역화 등으로 발전되어 가고 있다. 이와 같은 요구에 따라, 강유전체를 이용한 tunable 마이크로파 디바이스에 대한 연구가 각광을 받기 시작하고 있다[1-3]. 마이크로파 디바이스 응용을 위한 강유전체 연구는 1960년대 초반부터 시작되어 진행되었다. 그러나 강유전체 마이크로파 특성 및 실제 응용에 대한 연구는 최

근 고온 초전도의 개발과 더불어, 강유전체와 초전도체를 양립시킨 연구를 중심으로 최근에서 이르러서야 활발히 이루어지게 되었다[4,5]. 강유전체의 마이크로파 응용은 강유전체의 전계에 대한 유전상수의 변화 특성을 이용하는 것으로, 이 특성을 이용한 응용 분야로는 variable capacitor, tunable resonator, phase shifter, frequency-agile filter, variable voltage divider, variable voltage oscillator 등으로 매우 다양하며 핵심적이다. 또한, 이와 같은 부품을 이용한 새로운 통신 및 레이더 시스템의 개발이 가능하다. 즉, 가변 phase shifter를 이용하여 beam scanning이 가능한 array 안테나 개발이 가능하다. 따라서 최근 강유전체를 이용한 tunable 소자에 대한 연구는 세계 각국의 선진 연구 기관을 중심으로 매우 활발히 진행되고 있다.

본 연구에서는, 우수한 tunability를 갖는 마이크

1. 한국과학기술연구원 박막재료연구센터

(서울시 성북구 하월곡동 39-1)

a. Corresponding Author : cykang@kist.re.kr

접수일자 : 2004. 12. 16

1차 심사 : 2005. 4. 8

심사완료 : 2005. 5. 4

로파 공진기 구조를 개발하기 위해 20 GHz대 coplanar stripline 공진기를 설계 분석하고자 한다. Coplanar stripline 공진기는 신호선과 접지선이 동일한 평면에 존재하고, 설계에 다양성이 우수한 특징을 갖는다[6,7]. 설계된 공진기의 무부하 Q 및 conductor Q, radiation Q 등을 Ansoft HFSS를 이용하여 분석함으로써, 최적의 무부하 Q를 갖는 coplanar stripline 공진기의 형태를 설계하고자 하며, 마이크로파 튜너블 소자의 응용 가능성을 타진해 보고자 한다.

2. Coplanar stripline 공진기

$\lambda/2$ coplanar stripline 공진기를 설계하기 위해, coplanar stripline 공진기를 excitation하기 위한 입출력단을 공진기와 같은 구조의 coplanar stripline으로 설계하였는데, 선폭=200 μm , 신호선과 접지선의 간격=20 μm 일 때, 50 Ω 입출력단을 구현할 수 있었다. 고주파 구조 시뮬레이터 HFSS 상에서 입출력 port를 설정할 경우, 신호선, 접지선, 기판의 두께를 충분히 포함하는 이차원 사각 포트를 설정하여 coplanar stripline에 의한 올바른 전자기파의 excitation을 구현하였다. 또한, 이 때 유전체 기판은 두께 0.5 mm, 유전율 9.8의 알루미늄 나 기판으로 설정하였다. 사용된 공진기 구현에 사용된 전극은 $6.25 \times 10^7 \text{ 1/m} \cdot \Omega$ 의 전도도를 갖는 은 전극이었다.

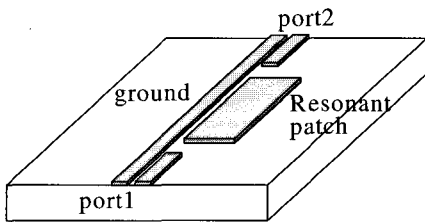


그림 1. 전형적인 coplanar stripline 공진기 모델.
Fig. 1. Conventional coplanar stripline resonator.

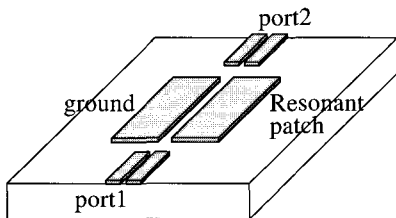


그림 2. 새로운 coplanar stripline 공진기 모델.
Fig. 2. New coplanar stripline resonator.

일차적으로 그림 1과 같은 coplanar stripline 공진기를 설계하였다. 입출력단의 신호선은 공진기와 weak coupling하기 위해 0.5 mm 이상 충분히 간격을 주었다. 그러나, 이 경우, 20 GHz 대역의 고주파 영역에서는 신호선과 공진기가 올바르게 결합하지 못하고, 신호선과 접지선 사이의 결합이 이루어져, 접지선이 공진기 또는 전송선의 역할을 하여 입력단에서 출력단으로 과도한 전송이 이루어져 올바른 공진기 특성을 구하기가 어렵다.

이와 같은 문제를 극복하기 위해 그림 2와 같이 입출력단과 공진기 사이에 연결된 접지선을 단절시킨 구조의 공진기 구조를 설계하였다. 즉, 신호선과 마찬가지로 접지선의 경우도 입출력단과 공진기 사이를 weak coupling 함으로써 불필요한 coupling을 배제하고 올바른 공진기 특성을 구현할 수 있었다.

공진기의 무부하 Q (Q_u)는 그림 3과 같은 HFSS 해석을 통하여 공진 주파수 및 -3 dB 대역을 구하고, 아래와 같은 식을 이용하였다.

$$Q_u = \frac{Q_1}{1 - 10^{-\frac{L(f_0)}{20}}} \quad (1)$$

$$Q_1 = \frac{f_0}{\Delta f} \quad (2)$$

여기서, f_0 = 공진 주파수, Δf = -3 dB 대역폭, 그리고 $L(f_0)$ = 공진 주파수에서 삽입손실이다.

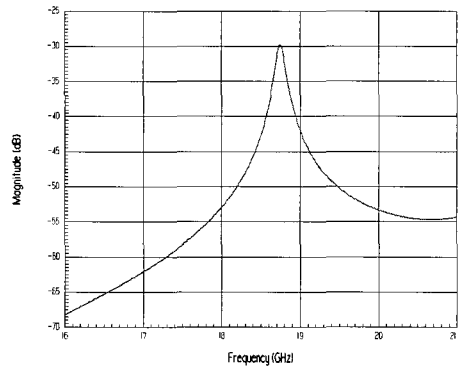


그림 3. HFSS를 해석한 coplanar stripline 공진기의 주파수 특성.
Fig. 3. Frequency characteristics of coplanar stripline resonator using HFSS.

3. 시뮬레이션 및 해석

본 연구에서는, HFSS를 이용하여 그림 4와 같이 설계된 coplanar stripline 공진기 구조에서 공진기를 둘러싼 외부 box의 경계 조건에 따라 무부하 Q_u 를 해석함으로써, Q_c (conductor Q), Q_{rad} (radiation Q), Q_{box} (box Q) 등을 계산하여 coplanar stripline 공진기의 Q 특성을 확인하였다. 우선, 다음과 같은 방법으로 coplanar stripline 공진기의 Q_c 를 구하였다. HFSS상에서 box의 외부 경계조건을 perfect conductor로 설정한 후, coplanar stripline 공진기의 S_{21} 특성을 해석하여 Q_{u1} 를 구하고, 식 (3)을 이용하여 Q_c 를 구하였다. 이때, 기판의 유전 손실은 0으로 가정하여 dielectric $Q = \infty$ 이고, 따라서 $Q_c = Q_{u1}$ 이 된다.

$$\frac{1}{Q_{u1}} = \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} \quad (3)$$

under perfect conductor boundary condition

이와 유사한 방법으로, 공진기를 둘러싼 외부 box Q (Q_{box})와 방사 Q (Q_{rad}) 등을 구할 수 있다. Q_{box} 는 HFSS상에서 외부 box의 경계 조건을 copper로 설정하여 구한 무부하 Q_{u2} 와 앞에서 구한 Q_c 를 식 (4)에 대입하여 구하였다.

$$\frac{1}{Q_{u2}} = \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_{box}} \quad (4)$$

under copper boundary condition

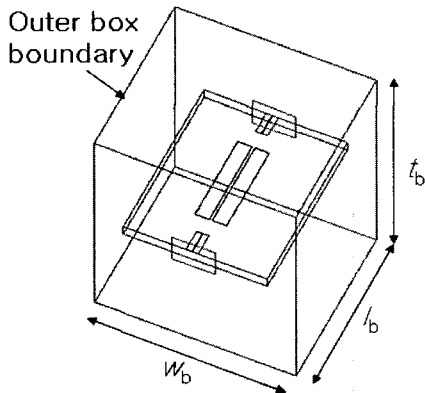


그림 4. Coplanar stripline 공진기 구조.
Fig. 4. Structure of the coplanar stripline resonator.

같은 방법으로 box의 외부 경계 조건을 radiation boundary로 설정하여 무부하 Q_{u3} 를 구하고, 식 (5)에 의해 Q_{rad} 를 구하였다.

$$\frac{1}{Q_{u3}} = \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_{rad}} \quad (5)$$

under radiation boundary condition

마지막으로, radiation boundary 경계 조건에서 coplanar stripline 공진기가 구현된 기판 하부에 전면 전극이 도포된 구조인 conductor backed-coplanar stripline 공진기의 무부하 Q_u 를 동일한 방법으로 구하였다.

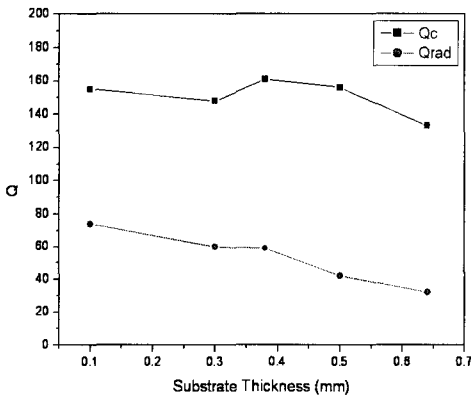
4. 결과 및 고찰

HFSS를 이용하여 coplanar stripline 공진기의 기판 두께 및 공진기 전극 간격에 따라 공진기의 무부하 Q를 해석하였다. 더불어 각 공진기 구조에 따른 Q_c , Q_{box} , Q_{rad} 을 계산함으로써, 공진기의 Q 특성을 분석하였다. 표 1은 coplanar stripline 공진기의 기판 두께에 따른 각 Q 값을 나타낸다. 이때, 공진기의 patch 폭은 500 μm 이며, 공진기 patch와 접지 patch 사이의 간격은 100 μm 이었고, 공진기의 길이 ($l = \lambda/2$)는 25 GHz 근방에서 공진이 발생하도록 2.2 mm로 설정하였다. 또한 coplanar stripline 공진기를 둘러싼 box의 크기는 7×5×10 mm³ ($w_b \times l_b \times t_b$)이다. 표 1에서 0.38 mm와 0.64 mm의 기판 두께는 상용 standard 기판의 두께인 경우이다. 그림 5는 공진기 기판 두께에 따른 Q값의 변화를 나타낸다. Q_c 는 기판 두께의 변화에 따른 영향이 적으며, 약 150 정도의 값을 갖는다. Q_{rad} 는 기판의 두께가 증가함에 따라 감소하였는데, 이는 기판의 두께가 증가함에 따라 방사 손실이 다소 증가한다는 것을 나타낸다. 반면, Q_{box} 는 기판 두께 변화에 따라 그 값의 변화가 경향성을 갖지 않는데, 이는 perfect conductor 경계 조건에서의 무부하 Q와 copper 경계 조건에서의 무부하 Q의 값 차이가 매우 작으며, Q_{box} 는 이 두 값의 역수의 차로 계산되어지므로, 해석된 무부하 Q 값의 작은 오차가 Q_{box} 의 큰 차이를 만들 수 있기 때문인 것으로 판단된다. 일반적으로 본 연구에서 Q_{box} 는 2000 이상의 값을 가지며, 따라서, box에 의한 손실은 매우 작다고 할 수 있다.

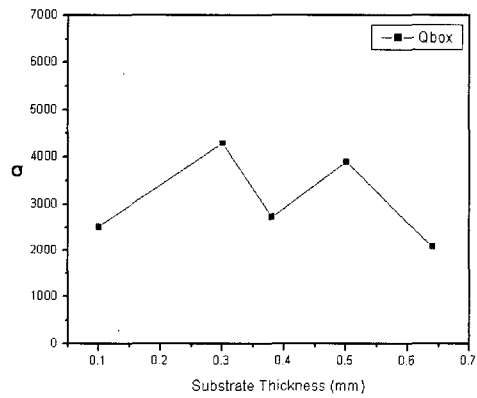
표 1. 기판 두께에 따른 coplanar stripline 공진기의 Q.

Table 1. Q values according to the substrate thickness of coplanar stripline resonator.

Substrate Thickness (mm)	Q _u			Q _{con}	Q _{box}	Q _{rad}
	Perfect conductor boundary	Silver boundary	Radiation boundary			
*0.64	133	125	26	133	2078	32
0.5	156	150	33	156	3900	42
*0.38	161	152	43	161	2719	59
0.3	149	144	43	149	4291	60
0.1	155	146	50	155	2514	74



(a) Q_c and Q_{rad}



(b) Q_{box}

그림 5. 기판 두께에 따른 coplanar stripline 공진기의 Q 변화.

Fig. 5. Q values according to the substrate thickness of coplanar stripline resonator.

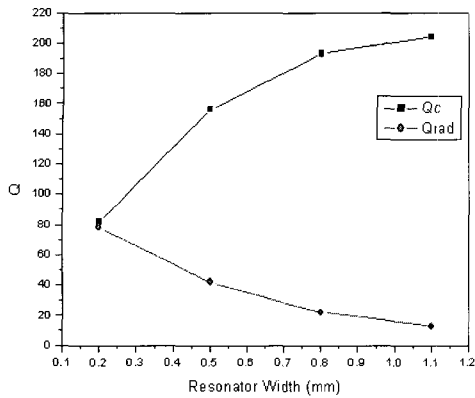
표 2. Coplanar stripline 공진기 patch의 폭에 따른 Q.

Table 2. The Q values according to the coplanar stripline resonator conductor width.

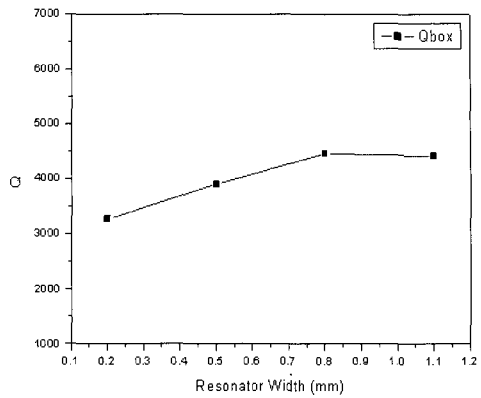
Conductor patch width (mm)	Q _u			Q _{con}	Q _{box}	Q _{rad}
	Perfect conductor boundary	Silver boundary	Radiation boundary			
0.2	82	80	40	82	3280	78
0.5	156	150	33	156	3900	42
0.8	193	185	20	193	4463	22
1.1	204	195	12	204	4420	13

유사한 방법으로 표 2와 그림 6에 나타나 있는 바와 같이 coplanar stripline resonator patch의 폭

의 변화에 따른 Q_c, Q_{box}, Q_{rad}의 변화 경향을 살펴 보았다. 이 경우, 기판의 두께는 0.5 mm로 고정하



(a) Q_c and Q_{rad}



(b) Q_{box}

그림 6. Coplanar stripline 공진기 patch 폭에 따른 Q 변화.

Fig. 6. Q values according to the coplanar stripline resonator conductor width.

였고, 공진기 접지선의 patch 폭은 신호선 전극 patch와 같은 크기를 갖도록 설계하였다. 그림 6과 같이, 공진기 신호선 전극 patch의 폭이 증가할수록 Q_c 는 증가하였으나 약 200 정도에서 더 이상의 증가는 일어나지 않았다. 또한 공진기 patch의 폭이 증가할수록 Q_{rad} 는 감소하여 방사 손실이 증가하였다. Q_{box} 는 공진기 구조와는 큰 상관관계를 가지지 않음을 확인하였다.

Open 경계 조건에서 설계된 coplanar stripline 공진기의 과도한 방사손실에 의한 낮은 무부하 Q 특성을 줄이기 위해 공진기가 구현된 기판 반대면에 전면 전극이 도포된 conductor backed coplanar stripline 공진기를 설계 제작하였다. 이 공진기의 HFSS 시뮬레이션 분석 및 제작 결과에 대한 특성은 표 3과 같다. 이 때 기판의 두께는

0.5 mm이었고, coplanar stripline 공진기의 conductor patch와 접지 patch 사이의 간격은 100 μm 로 설정하였다. 표 3의 결과와 같이, 시뮬레이션 및 제작 결과 모두, 공진기의 patch 폭이 증가함에 따라 무부하 Q 값이 감소하는 경향을 보이나, 기판 후면 전극이 없는 coplanar stripline resonator에 비해, conductor backed coplanar stripline resonator의 무부하 Q는 크게 향상되었으며, patch 폭이 0.2 mm인 경우 측정 결과 170의 무부하 Q를 갖는 것으로 나타났다.

5. 결론

본 연구에서는 신호선과 접지선이 동일한 평면

표 3. Conductor backed coplanar stripline 공진기 patch의 폭에 따른 Q.

Table 3. The Q values according to the conductor backed coplanar resonator conductor width.

Conductor width (mm)	Non-conductor backed		Conductor backed			
	HFSS results		HFSS results		Measurement results	
	f_r (GHz)	Q_u	f_r (GHz)	Q_u	f_r (GHz)	Q_u
0.2	27.1	45	26.4	180	27.9	170
0.5	26.3	24	23.9	160	26.3	159
0.8	26.0	10	22.2	158	25.8	162
1.1	24.9	6	21.8	140	26.2	138

위에 존재하며 설계의 다양성이 높아, 강유전체 박막 및 후막을 이용한 마이크로파 tunable 소자로 응용하기에 적합한 구조를 갖는 coplanar stripline 공진기를 설계하고, 설계된 공진기의 Q 특성을 살펴 보았다. 20 GHz대역에서 올바른 공진 특성을 얻을 수 있도록 신호선과 접지선 모두가 입출력단과 분리된 구조의 coplanar stripline 공진기를 설계하였고, 이와 같이 설계된 공진기의 외부 box 경계 조건에 따라 공진기의 무부하 Q를 분석하였다. 또한 설계된 coplanar stripline 공진기의 기판 두께 및 전극 patch의 폭에 따른 conductor Q, box Q, radiation Q 등을 해석하였다. Conductor Q는 기판 두께와는 무관하지만, patch의 폭이 증가할수록 증가하는 경향을 가지며, box Q는 기판 두께 및 patch 크기에 관계없이 2000 이상의 값을 갖는다. 또한, 방사 손실은 기판의 두께와 patch의 크기가 증가할수록 커지는 현상을 나타내었다. Coplanar stripline 공진기의 방사 손실에 의한 낮은 무부하 Q를 보상하기 위해 기판 뒷면이 전극으로 도포된 형태의 conductor backed coplanar stripline 공진기를 제안하였는데, non-conductor backed coplanar stripline 공진기에 비해 상당히 향상된 무부하 Q를 갖는 것으로 판명되었다. 제작 결과, Open 경계 조건에서 길이가 2.2 mm, 폭 0.2 mm 인 conductor backed coplanar stripline 공진기의 경우, 공진 주파수 = 27.9 GHz 무부하 Q = 170의 값을 나타내었다.

감사의 글

이 논문은 한국과학기술재단의 해외 Post-doc. 연수 지원에 의하여 연구되었음.

참고 문헌

- [1] V. N. Keis, A. B. Kozyrev, M. L. Khazov, J. Sok, and J. S. Lee, "20 GHz tunable filter based on ferroelectric (Ba,Sr)TiO₃ film varators", *Electronic Letters*, Vol. 34, No. 11, p. 1107 1998.
- [2] F. A. Miranda, G. Subramanyam, F. W. Van Keuls, R. R. Romanofsky, J. D. Warner, and C. H. Mueller, "Design and development of ferroelectric tunable microwave components for Ku- and K-band satellite communication systems", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 48, No. 7, p. 1181, 2000.
- [3] I. Vendik, O. Vendik, V. Pleskachev, and M. Nikol'ski, "Tunable microwave filters using ferroelectric materials", *IEEE Trans. Appl. Superconduct.*, Vol. 13, No. 2, p. 716, 2003.
- [4] M. J. Lancaster, J. Powell, and A. Porch, "Thin-film ferroelectric microwave devices", *Supercond Sci. Technol.*, Vol. 11, No. 11, p. 1323, 1998.
- [5] O. G. Vendik, L. T. Ter-Matirosoyan, A. I. Dedyk, S. F. Karmanenko, and R. A. Chakalov, "High Tc superconductivity; New applications of ferroelectrics at microwave frequencies", *Ferroelectrics*, Vol. 144, p. 33, 1993.
- [6] K. Hettak, N. Dib, A. Sheta, and S. Toutain, "A class of novel uniplanar series resonators and their implementation in original applications", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 46, No. 9, p. 1270, 1998.
- [7] Y.-H. Suh and K. Chang, "Coplanar stripline resonators modeling and applications to filters", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 50, No. 5, p. 1289, 2002.