

Aperture Coupled 원통형 공동 공진기 발진기

Aperture Coupled Cylindrical Resonator Oscillator

나 인 주 · 이 정 해

In-Joo Nah · Jeong-Hae Lee

요 약

본 논문에서는 위상 잡음을 개선하기 위해 높은 Q(quality factor)를 가지는 원통형 공동 공진기(cylindrical resonator oscillator, CRO)를 이용해서 13.4 GHz 대역의 발진기를 설계 및 제작하였다. 공동 공진기와 발진 회로의 결합은 원형 구멍을 통해 이루어졌다. 동일한 발진회로를 이용해서 측정한 결과 원통형 공동 공진기가 유전체 공진기(dielectric resonator oscillator, DRO)보다 위상 잡음 특성이 우수함을 알 수 있었다. CRO는 중심 주파수 13.4015250 GHz에서 출력 전력 +3.92 dBm, 위상 잡음은 100 kHz offset에서 109 dBc/Hz로 측정되었다.

Abstract

In this paper, a cylindrical cavity resonator oscillator with high Q factor is designed and fabricated to improve the phase noise characteristic. A cavity resonator is coupled to oscillating circuit using aperture hole. Measured results show that the cylindrical cavity resonator oscillator (CRO) for Ku-band has less phase noise than the dielectric resonator oscillator (DRO) with the same oscillating circuit. It has output power of +3.92 dBm at the center frequency 13.4015250 GHz and phase noise of -109 dBc/Hz at 100 kHz offset.

Key words : Cavity Resonator Oscillator, Aperture Coupling, Phase Noise

I. 서 론

일반적으로 30 GHz 이상의 주파수 대역에서는 공진기 크기 문제로 유전체 공진기는 사용하지 않고 마이크로스트립 라인을 이용한 헤어핀 공진기 등을 사용하던가 아니면 reference 발진기의 주파수를 체배시키는 방식으로 발진기를 제작해 왔다. 유전체 공진기의 경우 10 GHz 대역에서는 가장 많이 사용되는 소자의 하나이지만 주파수가 70 GHz 정도되는 millimeterwave 대역에서는 크기가 너무 작아지고 손실이 커지는 관계로 사용하기에 용이하지 않다. 이에 반해 공동 공진기는 10 GHz 대역에서는

크기가 너무 크지만 상대적으로 밀리미터 대역에서는 사용하기에 적합할 정도로 작아지게 된다. 또한 유전체 공진기보다 Q값도 매우 큰 특성을 가지고 있다. 위상잡음은 공진기의 Quality factor, Q 값이 좋을수록 작아지게 되는데, 일반적으로 많이 사용되는 유전체 공진기의 Q 값은 5000 이하이다. 그에 비해 공동 공진기의 Q 값은 일반적으로 25000 이상이므로 최소한 유전체 공진기의 Q보다 5배 이상의 값을 가진다^[1].

이에 본 논문에서는 유전체 공진기 발진기보다 좋은 위상 잡음 특성을 가지며 millimeterwave 대역에서 사용 가능한 발진기를 설계하기 위하여 기존

「이 논문은 2002년도 홍익대학교 학술연구 조성비에 의하여 연구되었음」
 홍익대학교 전파통신공학과(Dept. of Radio Sci. and Comm. Eng., Hongik Univ.)
 · 논 문 번 호 : 20020820-100
 · 수정완료일자 : 2002년 11월 25일

에 많이 쓰이는 유전체 공진기 발진기(dielectric resonator oscillator (DRO)) 대신에 원통형 공동 공진기를 사용한 발진기(cavity resonator oscillator (CRO))를 설계, 제작하였다. 이를 위하여 본 연구에서는 주어진 주파수 대역에서 가장 큰 Q 값을 가지는 공동 공진기의 치수를 구하고 실제 microstrip line 회로와 결합하여 사용할 수 있도록 원형 구멍의 위치를 결정하는 방법에 대해 알아보았다. 원형 구멍의 위치를 결정할 때는 Wheeler의 equivalent energy concept을 이용해서 계산한 뒤 Ansoft사의 HFSS를 이용해서 최적화된 구멍의 크기를 결정하였다^[2]. CRO의 위상잡음 특성을 simulation하기 위해 Agilent사 Advanced Design System(ADS1.5)의 harmonic balance test를 이용하였다. Harmonic balance test를 수행하기 위한 FET의 모델링은 일단 데이터북에 주어지는 값을 참고해서 측정된 s -parameter값과 비교, 튜닝해서 얻었다. 이를 이용해서 13.4 GHz 대역에서 동작하는 발진기를 설계한 뒤 동일한 발진회로를 가지는 DRO와 위상잡음 특성을 비교하여 본 논문에서 제작한 CRO의 위상잡음이 개선되었음을 확인 하였다^[3].

II. 원통형 공동 공진기 발진기 설계

2-1 Aperture Coupled 원통형 공동 공진기 설계

CRO를 설계하기 위해 먼저 원통형 공동 공진기를 설계하였다. 그림 1에 공동 공진기와 microstrip

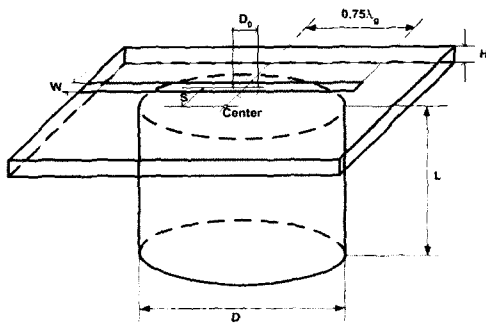


그림 1. 원형 구멍을 이용한 원통형 공진기와 microstrip line의 결합도

Fig. 1. Cylindrical cavity resonator with microstrip line.

line과의 결합과 여러 파라미터들을 나타내었다. 여기서 S 는 원통형 공동 공진기의 중심에서 microstrip line과 coupling 되는 aperture와의 거리이고, L 과 D 는 각각 원통형 공동 공진기의 높이와 지름을 나타낸다. 또한, D_0 는 coupling aperture의 지름이고, W 와 H 는 각각 microstrip line의 선폭과 높이를 나타낸다. 공동 공진기의 동작 모드는 주어진 체적에서 최대의 quality factor Q 를 가지고, 주어진 Q 에서 가장 작은 volume을 가지는 TE_{011} 모드를 사용하였다^[2].

일단 동작 모드를 정했으므로 모드 chart를 이용해서 13.4 GHz에서 TE_{011} 모드 원통형 공동 공진기의 길이와 지름을 각각 20 mm, 32.96 mm로 결정하였다.

Aperture를 통해 microstrip line과 결합을 하는 원통형 공동 공진기 설계를 위해서는 공진기의 치수 결정후 aperture의 위치를 결정해야 한다^[2]. 개구면 결합율이 높으면 높을수록 위상잡음 특성은 개선되므로 aperture의 위치는 공진기와 microstrip의 결합이 최대로 이루어지는 곳으로 정해야 한다.

Aperture의 위치를 정하기 위해서 먼저 microstrip line과 원통형 공동 공진기 사이의 transition에 대해 분석해 보았다. 일단 microstrip은 균일하지 않은 매질이기 때문에 완전한 해석은 불가능하다. 따라서 Wheeler의 equivalent energy concept을 이용해서 작은 aperture를 통한 결합을 계산했다. TE_{01n} 모드일 때 공진기벽 근처의 E-field는 '0'이 되므로 오직 magnetic coupling만 사용된다. Microstrip과 공진기 사이의 결합을 가장 강하게 하기위해 H-field가 최대인 여기되는 위치(그림 1의 거리 S)에 aperture를 만든다. TE_{01n} 모드 공동 공진기 끝에서의 tangential H-field는 다음과 같다.

$$H_r = -\frac{k_3}{k_0} J_1(k_1 r) \quad (1)$$

여기에서 $k_0^2 = \omega^2 \mu \epsilon$, $k_1 = r_{11}/R$, $k_3 = n\pi/L$ 이고, r_{11} 은 $J_1(\xi) = 0$ 일 때의 첫번째 근이다.

따라서 S 는 다음과 같은 관계를 만족한다.

$$\frac{\partial}{\partial r} \left(-\frac{k_3}{k_0} J_1(k_1 r) \right) \Big|_{r=S} = 0 \quad (2)$$

그때 $S = 0.481R$ 의 관계를 가진다. 이 관계식을

표 1. 설계된 공진기 치수

Table 1. Designed resonator parameter.

동작 모드 : TE ₀₁₁	거리 S : 10.213 mm
공진주파수 : 13.4 GHz	Microstrip line 폭, W : 1.16 mm
길이 L : 20 mm	높이 H : 0.508 mm
지름, D : 33 mm	기판 유전율 : 3.38
구멍의 지름 D ₀ : 2.4 mm	기판 크기 : 53×42 [mm]

이용해서 중심에서의 거리 S를 구한다.

Aperture로부터 microstrip 종단까지의 거리는, aperture에서 H-field만이 존재하므로 종단에서 H-field가 '0' 이 되도록 하기 위해 (2n+1)/4λ_g가 되도록 한다. 표 1에 설계된 공진기와 사용된 기판에 대해 정리하였다.

2-2 최대 출력 전력을 얻기 위한 발진 회로 설계^[3]

발진 회로 설계를 위해 그림 2의 구조를 선택하였고, 식 (3), (4)를 이용해서 설계하였다. 식 (3)은 발진 에너지를 최대로 하기 위한 조건이고, 식 (4)는 발진기의 발진 조건인 잠재적 안정 상태가 되기 위한 조건이다. 먼저 ADS를 사용해서 oscillator 회로를 설계하기 위해 cavity resonator의 추출된 S-parameter와 unloaded Q를 이용해서 RLC 공진회로를 모델링하였다^{[4],[5]}.

$$R_L + jX_L = -\frac{R_{out}}{3} - jX_{out} \quad (3)$$

$$|\Gamma_{in}| > \frac{1}{|T|}, \angle(\Gamma_{in}) = \angle\left(\frac{1}{T}\right) \quad (4)$$

먼저 Unloaded Q는 공진시의 삽입손실을 이용해서 구할 수 있는데, 방법은 다음과 같다^{[6],[7]}. 공진시의 주파수 f₀의 magnitude 보다 3 dB 높은 지점의 주파수 f₁, f₂를 다음 식 (5)에 적용하여 구한다.

$$Q_0 = \frac{f_0}{f_2 - f_1} \quad (5)$$

S-parameter를 이용해서 결합계수

$$K = \frac{S_{110}}{1 - S_{110}} = \frac{1 - S_{210}}{S_{210}} = \frac{S_{110}}{S_{210}} \quad (6)$$

를 구하고 이 K 값과 unloaded Q를 다음식에 적용

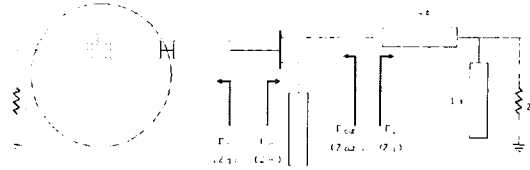


그림 2. 발진 조건에 대한 입력단과 정합 회로

Fig. 2. Input and matching circuit for oscillation condition.

해서 L 값을 구한다.

$$L = \frac{L_m^2}{L_r}, K = \frac{R}{R_{ext}} = \frac{R}{2Z_0} = \frac{\omega_0 Q_0 L_m^2}{2Z_0 L_r} \quad (7)$$

구해진 L 값과 다음식을 이용해서 C와 R을 차례로 구한다.

$$C = \frac{L_r}{\omega_0^2 L_m^2}, R = Q_0 \omega_0 \frac{L_m^2}{L_r} \quad (8)$$

그림 2에서 |Γ_{in}| > 1, |Γ_{out}| > 1인 조건을 만족하는 series feedback 회로를 설계한 뒤 식 (3), (4)를 만족

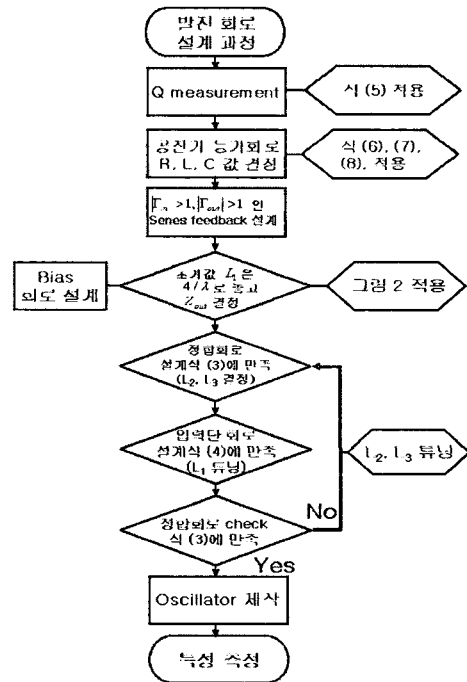


그림 3. 발진 회로 설계 순서도

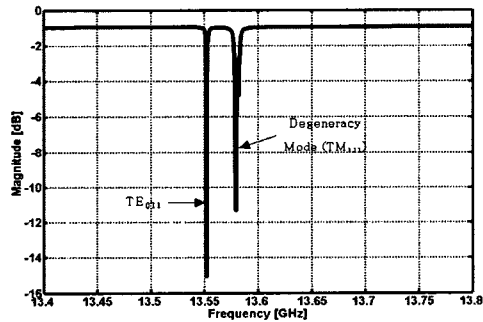
Fig. 3. Oscillator circuit design flow chart.

하는 L_1, L_2, L_3 를 구한다. 그림 3에 발진회로 설계과정을 flow chart로 나타내었다.

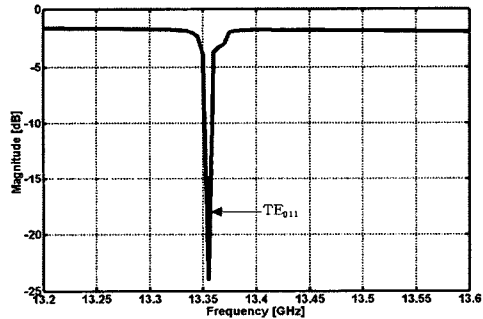
2-3 HFSS를 이용한 공진기와 Microstrip Line과의 Coupling 계산

앞에서 계산한 표 1과 같은 치수를 갖는 구조를 Ansoft사 HFSS 6.0으로 simulation하였다. 그림 4에 simulation 결과를 보였다. Simulation 결과를 보면 공진 주파수가 13.4 GHz에서 13.55 GHz로 천이했음을 알 수 있는데 이것은 simulation을 반복해 보면 위, 아래로 주파수가 천이함을 보아 simulation 상의 오류라고 보여진다. 그리고, degeneracy 모드가 발생함을 볼 수 있는데, 이것은 모드 chart 상에서 나타난 바와 같이 TE_{011} 과 TM_{111} 이 동일한 dimension에서 동시에 존재하므로 나타나는 현상이다.

HFSS simulation 결과를 보면 예측했던 대로



(a) Simulation 결과
(a) Simulation result



(b) 측정 결과
(b) Measurement result

그림 4. 공진기 simulation 및 측정 결과
Fig. 4. Simulation and measurement result of Resonator.

TM_{111} 등의 degeneracy 모드가 보이지만 보통 dominant한 모드만이 살아나므로 큰 문제를 일으키지는 않는다. Network analyzer로 측정한 공동 공진기의 S_{11} 을 그림 4에 같이 보였다. 그림 4(b)를 보면 중심 주파수 13.4 GHz로 설계한 cavity resonator의 실제 측정값이 약 36 MHz 정도 down shift 됐음을 알 수 있다. 그 이유는 microstrip line과 aperture hole을 통한 coupling이 magnetic coupling이 일종의 병렬 inductor 영향을 주기 때문에 발생한 것이라 생각된다^[8]. 이 그림과 HFSS Simulation 결과를 비교해 보면 중심 주파수를 제외하고 거의 일치하는 값을 가지는 것을 알 수 있다. 참고로 결합율은 공진기 측정값으로부터 구할 수 있는데, unloaded $Q = (1+K) \cdot \text{loaded } Q$ 의 관계를 통해 계산할 수 있다. 계산해 보면 loaded Q 는 DR의 경우 180이고, CR의 경우 12300이다. 따라서 결합계수 K 는 각각 13과 4.2이다.

2-4 ADS를 이용한 위상잡음 계산

원통형 공동 공진기 HFSS simulation 결과와 기존의 유전체 공진기의 quality factor를 ADS를 이용해서 비교하였다. HFSS simulation의 주파수가 13.55 GHz이므로 임의로 주파수를 13.4 GHz로 조정해서 비교하였다. 그림 5에 보면 S_{11} 이 유전체 공진기가 더 많이 떨어지지만 폭은 원통형 공동 공진기가 훨씬 좁음을 알 수 있고, 따라서 원통형 공동공진기의 Q 값이 훨씬 크다는 것을 알 수 있다.

그림 5에서 quality factor Q 값을 구하는 다음의

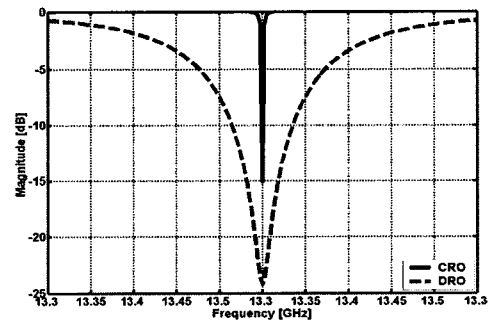


그림 5. 유전체 공진기와 공동 공진기의 quality factor Q 비교
Fig. 5. Comparing quality factor Q of DR with that of CR.

식을 이용하여 Q 값을 구하였다^{[4],[5]}.

$$x(dB) = 3 - 10 \log(1 + 10^{-0.1L_0}) \quad (9a)$$

$$R = 100(10^{IL/20} - 1) \quad (9b)$$

$$IL(dB) = 20 \log \left(\frac{Z_g + Z_0}{Z_g + Rr + Z_0} \right) \quad (9c)$$

$$Z_g = Z_0 = 50\Omega \quad (9d)$$

여기서 cavity resonator의 loaded Q 값은 12300이고, dielectric resonator의 loaded Q 값은 180정도이므로, 비교해 보면 cavity resonator의 loaded Q 값이 약 68배 정도 더 큼을 알 수 있다. Loaded Q 값에 따른 phase noise를 알아보기 위해 Robins의 공식을 이용하여 계산하였다^[9].

$$L(f_m) = \frac{FkTf_0^2}{8CQ^2f_m^2} \quad (10a)$$

$$L_0(dB) = 20 \log S_{210} \quad (10b)$$

F : device noise figure

kT : thermal noise = -174 dBm in a 1 Hz bandwidth at room temperature

f_0 : oscillation frequency

C : output power

Q : loaded Q

f_m : offset frequency

식 (10)을 이용하여 계산해 본 결과 cavity resonator의 위상잡음은 100 kHz offset에서 -156.3 dBc/Hz이고, dielectric resonator의 위상잡음은 -119.6 dBc/Hz이다. Cavity Resonator의 위상잡음이 36.7 dB 개선됨을 알 수 있다. 참고로 Robins의 공식은 가장 좋지 않은 FET의 noise figure를 가정하더라도 10~30 dB 정도 좋은 위상잡음 결과를 나타낸다.

이제 좀더 정확한 phase noise 특성을 계산하기 위하여 Advanced Design System (ADS)의 harmonic balance simulation을 하였다. 실제 DRO와 특성을 비교하기 위해 동일한 oscillation 회로를 적용하여 ADS의 harmonic balance test를 이용하여 simulation하였다. 여기에 사용된 회로는 앞절에 보인 회로와 같다. ADS에 사용된 회로에서 resonator 단의 lumped element인 R(resistor), L(inductor), C(capacitor) 값만 바꾸면서 simulation하였다.

FET는 Agilent 사의 ATF-13786이고, 기판은 유

전체의 높이 0.508 mm, 비유전율 3.38, loss tangent 0.0027, 동판의 두께 0.017 mm의 spec.을 갖는 Rogers사의 RO4003 기판을 사용하였다. Harmonic balance test를 위해 ATF-13786의 FET modeling이 필요한데 data book에 주어지는 parameter 값은 잘 맞지 않는 관계로 측정된 s-parameter와 비교하면서 tuning 후에 가장 비슷한 값을 추출하여 사용하였다. 그림 6에서 보여진 것과 같이 추출한 값을 이용한 계산 결과와 측정된 결과가 거의 일치하는 것으로 미루어 보아 FET의 parameter 값이 잘 추출되었다고 여겨진다.

일단 사용하는 주파수에서 가장 근접한 값을 추출하였고, osc test를 사용해서 추출된 S-parameter

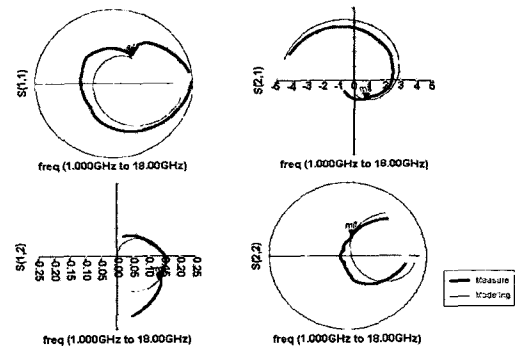


그림 6. 추출한 s-parameter와 모델링에 의해 얻어진 s-parameter와의 비교

Fig. 6. Comparing extracted with modeled s-parameter.

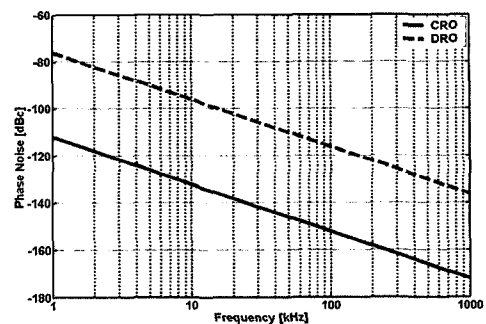


그림 7. DRO와 CRO의 위상잡음 simulation 결과 비교

Fig. 7. Comparing phase noise of CRO with that DRO.

값을 이용한 osc test와 modeling된 소자를 이용한 osc test를 비교한 뒤 같은 결과를 가짐을 확인한 후에 modeling된 소자를 harmonic balance test에 사용하였다.

DRO와 CRO의 harmonic balance test 결과는 다음 그림 7과 같다. 위상잡음 simulation을 위해 필요한 $1/f$ noise 파라미터는 FET의 데이터북에 주어지지 않은 관계로 ADS 1.5 advanced curtice model의 default 파라미터를 사용해서 simulation하였다. 본 논문의 목적은 정확한 위상잡음 값의 simulation이 아니라, 동일한 발진회로를 사용했을 경우의 CRO와 DRO와의 위상잡음 차이를 알아보는 것이므로 정확한 값은 필요치 않다고 판단되었다.

Robins 공식을 이용해서 구한 phase noise 차이인 29 dB와 비슷하게 CRO가 약 36 dB 정도가 더 좋은 phase noise 특성이 있음을 보여주고 있다. DRO의 경우 실제 제작하여 측정한 결과 약 -105 dBc@100 kHz 정도를 가지는 것에 비추어 봐서 CRO는 최소 -130 dBc@100 kHz를 가지리라 예상된다.

III. 발진기 Phase Noise 측정 결과

다음 그림 8에 발진회로의 layout pattern과 실제 제작된 CRO의 사진을 보였다. 그림 9에 500 kHz span의 DRO와 CRO의 출력 그림을 비교하였고, simulation과 측정 결과를 표 2에 정리하였다. 그림 9에 보이는 CRO와 DRO의 출력 전력은 각각 $+4.12$ dBm, $+3.92$ dBm이다.

위상 잡음 계산은 다음과 같은 식으로 간단히 계산할 수 있다¹⁰⁾.

$$\text{위상 잡음(dBc)} = \text{출력 전력} - \text{off set} \\ \text{주파수에서의 전력-bandwidth}$$

일단 CRO의 phase noise가 DRO의 phase noise보다 좋은 것은 확인이 된다.

하지만 계산과 simulation에 의해 예측했던 -130 dBc/Hz@100 kHz에는 미치지 못하는 -109 dBc/Hz@100 kHz의 값을 가진다. 그 이유는 여러 가지로 생각해 볼 수 있는데, 첫째로는 microstrip line과 cavity resonator와의 aperture hole을 통한 coupling이 최대한으로 이루어지지 않았을 경우가 있겠고,

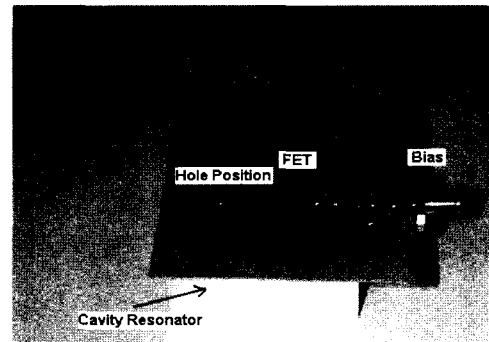
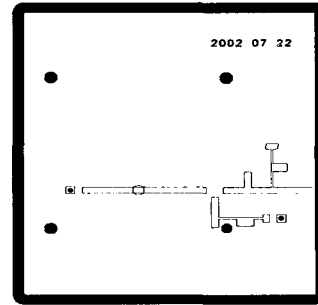


그림 8. 발진회로 layout pattern과 실제 제작된 CRO의 모습

Fig. 8. Circuit layout pattern and picture of CRO.

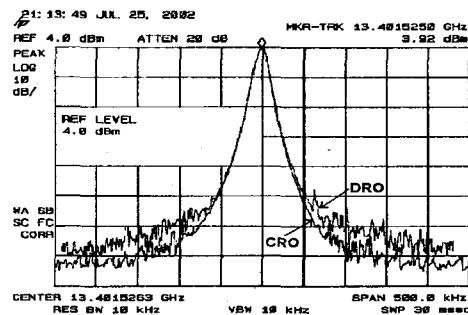


그림 9. CRO와 DRO 위상 잡음 측정결과 비교
Fig. 9. Comparing measured phase noise of CRO and that of DRO.

두 번째로는 발진회로단이 공기중에 그대로 노출됨으로 인한 손실을 꼽을 수 있겠다. 실제 제작하여 측정시에 마이크로스트립 부분과 공진기의 밀착정도에 따라 발진특성이 대단히 많이 변화함을 보면 가장 중요한 이유는 마이크로스트립과 공진기 사이의 aperture에 의한 coupling 정도라 생각된다. 따라

표 2. Simulation과 측정값과의 비교
Table 2. Comparin simulation with measurement result.

		위상잡음 [dBc/Hz]			발진 주파수 [GHz]
		10 kHz	100 kHz	500 kHz	
Sim.	DR	96.15	116.2	130.2	13.400
	CR	132.1	152.1	166.1	13.400
측정	DR	-	106	111	13.370 0213
	CR	-	109	115	13.401 5250

표 3. 상용화된 DRO와의 특성 비교
Table 3. Comparing CRO characteristic with commercial DRO characteristic.

제조 회사	모델명	주파수 [GHz]	출력전력 [dBm]	위상잡음 @100 kHz
본논문	CRO	13.4	3.92	-109 dBc
본논문	DRO	13.4	4.02	-106 dBc
MITEQ	DPN DRO J	12.0~15.0	7	-100 dBc
KoSpace	PL DRO	13.5~14.0	17	-110 dBc

서 마이크로스트립과 공진기의 결합 정도를 좀 더 올리면 위상잡음 특성이 현저하게 개선될 수 있다고 판단되고 이것은 더욱 정밀한 제작 기술이 필요한 부분이라 생각된다.

표 3에는 현재 기지국용으로 사용되는 상용 제품인 미국 MITEQ사의 DRO와 본연구에서 수행한 DRO와 CRO의 특성을 비교한 내용을 나타내었다. 비교에서 알 수 있듯이 본연구에서 제작된 DRO의 phase noise 특성이 우수함을 알 수 있고, CRO의 phase noise 특성은 예측되었던 값을 가지지는 못하였지만 DRO의 phase noise 보다 개선되었음을 확인하였다.

IV. 결 론

13.4 GHz의 공진 주파수를 가지는 원통형 공동 공진기를 설계, 제작하였다. 제작된 공진기를 DRO에 사용했던 발진회로와 aperture hole을 통해 coupling한 후에 스펙트럼 아날라이저를 이용해서 출력을 측정하였다. DRO의 출력과 CRO의 출력을 비교

한 결과 phase noise가 100 kHz offset에서 3 dB 개선되는 효과가 있음을 확인하였다. DRO와 CRO에 동일한 발진회로를 사용해서 비교한 결과이므로 이론치에 비하면 개선된 값은 적지만 의미있는 수치라고 생각된다. 또한 밀리미터파 대역에서는 물리적인 구조상 dielectric resonator가 너무 작아져 발진회로에 적용하기 어렵기 때문에 원통형 공동 공진기는 밀리미터파 대역에서 적용하기에 적합하다고 생각된다. 그리고 현재 많은 발전이 이루어진 MEMS 기술을 이용해서 제작한다면 더 좋은 결과를 얻을 수 있으리라 기대된다.

참 고 문 헌

- [1] D. M. Pozar, *Microwave engineering 2/E*, John Wiley & Sons, Inc., pp. 68-72, 318-323, 1999.
- [2] D. S. James, G. R. Painchaud and W. J. R. Hoefler, "Aperture coupling between microstrip and cavities", *IEEE Trans. on MTTs*, vol. 25, no. 5, pp. 392-398, May 1977.
- [3] 김영철, Ku-band PLDRO 설계 및 제작에 관한 연구, 홍익대학교 대학원 석사학위 취득 논문, pp. 8-23, 19-23, 26-30, 2002년.
- [4] A. P. S. Khanna, Y. Garault, "Determination of loaded, unloaded and external quality factors of a dielectric resonator coupled to a microstrip line", *IEEE Trans. on MTTs*, vol. 31, no. 3, pp. 261-264, 1983.
- [5] A. P. S. Khanna, "Q measurement of microstrip-coupled dielectric resonators", *Microwaves and R. F.*, vol. 23, pp. 81-86, Jan. 1984.
- [6] Guillermo Gonzalez, *Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design 2/E*, Prentice Hall, 1997.
- [7] Darko Kajfez, Pierre Guillon, *Dielectric Resonator*, Artech House, 1986.
- [8] R. E. Collin, *Foundations for microwave engineering 2/E*, McGraw Hill, pp. 517-519, 1992.
- [9] R. G. Rogers, *Low phase noise microwave oscillator design*, Artech House, pp. 12, 1991.
- [10] B. Razavi, *RF Microelectronics*, Prentice Hall, pp. 214-215, 1998.

나 인 주



1997년 2월: 홍익대학교 전파공학과 (공학사)
1997년 3월~2000년 5월: 태일정밀 (주) 위성통신사업부
2001년 3월~현재: 홍익대학교 대학원 전파통신공학과 석사과정
[주 관심분야] 마이크로파 회로 설계

계

이 정 해



1985년 2월: 서울대학교 전기공학과 (공학사)
1988년 2월: 서울대학교 전기공학과 (공학석사)
1996년 3월: UCLA 전기공학과 (공학박사)
1993년 3월~1996년 2월: General

Atomics 교환 연구원

1996년 3월~1996년 8월: UCLA 전기공학과 Postdoctor
1996년 9월~현재: 홍익대학교 전파통신공학과 조교수
[주 관심분야] 밀리미터파/마이크로파 회로 설계, 밀리미터파 진단