

工學碩士 學位論文

저 위상잡음 PLDRO
설계 및 제작에 관한 연구

Design and Fabrication of Low Phase-Noise PLDRO

指導教授 趙炯來

2005年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電 波 工 學 科

金 東 識

本 論 文 을 金 東 識 의 工 學 碩 士 學 位 論 文 으 로 認 准 함 .

委 員 長 : 工 學 博 士 閔 庚 植



委 員 : 工 學 博 士 鄭 智 元



委 員 : 工 學 博 士 趙 炯 來



2005年 2月

韓 國 海 洋 大 學 校 大 學 院

電 波 工 學 科

金 東 識

목 차

Abstract	ii
Nomenclatures	iii
Abbreviations	iv
제 1 장 서론	1
제 2 장 발진기의 개요	4
2.1 부성저항의 개념	4
2.2 발진기의 평가요소	7
2.3 발진기의 구성	9
제 3 장 유전체 공진 발진기의 원리	11
3.1 유전체 공진기의 개념	11
3.2 유전체 공진기의 모델링	12
3.3 유전체 공진기 등가회로 변환	16
3.4 유전체 공진 발진기의 종류	20
3.5 유전체 공진 발진기의 발진조건과 안정도	22
3.6 VCTDRO	29
제 4 장 PLDRO의 설계 및 측정	32
4.1 PLDRO의 구조	32
4.2 설계 및 제작	33
4.3 측정 및 결과	39
제 5 장 결 론	44
참고문헌	46

Abstract

Recently, there has been a growing interest in the development of microwave and millimeter wave communication system. These systems require actually minimization of the size, the weight and cost reduction in circuits. Especially, the resonator as an important part of a transmitter-receiver module must has the excellent characteristics than others, since it gives a direct effect on the whole system performance. The DR (dielectric resonator) is used often a resonator because it has high permittivity and high quality factor.

In this thesis, a PLDRO (phase locked dielectric resonator oscillator) of low phase noise has been designed and fabricated for 18 GHz microwave repeater of mobile communication system. A design algorithm of DRO (dielectric resonator oscillator) has been presented using an equivalent circuit model of dielectric resonator. A VCTDRO (Voltage controlled dielectric resonator oscillator) using the varactor diode and DRO at 7 GHz has been considered and fabricated. For a PLDRO, a SPD (sampling phase detector), loop filter, amplifier, and TCXO as a reference were employed and tested.

Based on the test result, the thesis shows that an output power of 10 dBm, 2nd harmonic of -51.27 dBc and phase noise of -98.61 dBc/Hz at 10 kHz and -102.03 dBc/Hz at 100 kHz has been observed.

The proposed PLDRO and the conventional product in terms of the characteristics of phase noise were compared and evaluated.

Nomenclatures

C	:	Capacitance
f_{LO}	:	Local Oscillator Frequency
IL	:	Insertion Loss
K	:	Stability Factor
L	:	Inductance
L_e	:	Equivalent Inductance of Resonator
L_m	:	Mutual Inductance
Q	:	Quality Factor
Q_0	:	Unloaded Q
Q_{ex}	:	External Q
Q_L	:	Loaded Q
R	:	Resistance
Z	:	Impedance
Z_{in}	:	Non-linear Impedance
Z_L	:	Load Impedance
Γ	:	Reflection Coefficient
γ	:	C-V Characteristic Curve
ε	:	Permittivity
β	:	Coupling Coefficient
ϕ	:	Inner Potential Constant
ω_0	:	Resonant Frequency

Abbreviations

BER	: Bit Error Rate
BJT	: Bipolar Junction Transistor
CDMA	: Code Division Multiple Access
DR	: Dielectric Resonator
DRO	: Dielectric Resonator Oscillator
EVDO	: Evolution Data Only
FET	: Field Effect Transistor
HBT	: Heterojunction Bipolar Transistor
IMPATT	: Impact Avalanche and Transit Time
MESFET	: Metal Semiconductor Field Effect Transistor
MMIC	: Monolithic Microwave Integrated Circuit
MSL	: Microstrip Line
PLDRO	: Phase Locked Dielectric Resonator Oscillator
PLL	: Phase Locked Loop
SNR	: Signal to Noise Ratio
SPD	: Sampling Phase Detector
TCXO	: Temperature Compensated X-tal Oscillator
VCTDRO	: Voltage Controlled Transistor Dielectric Resonator Oscillator
VSWR	: Voltage Standing Wave Ratio

제 1 장 서 론

최근 들어 위성, 이동 통신 그리고 각종 상업용 제품 등의 분야에서 마이크로파와 밀리미터파의 이용이 확대됨에 따라 각 소자들의 소형화와 가격 등의 절감이 절실히 요구되고 있다. 특히 발진부는 송·수신 모듈의 핵심부품 중의 하나로서 전체 시스템 성능에 직접적인 영향을 미치기 때문에 다른 부분보다도 우수한 특성을 갖추어야 한다[1].

마이크로파에서 발진기의 성능을 나타내는 요소에는 위상 잡음, 주파수 안정도, 온도 안정도 그리고 출력 등이 있는데, 특히 발진기의 위상잡음은 아날로그 수신기의 SNR을 감소시키고, CDMA 디지털 통신용 송·수신기의 BER을 높이며, 통신채널간의 간격을 제한하고, Homodyne 방식의 레이더 시스템에서는 해상도를 저해하는 등의 각종 문제를 야기시키기 때문에 특히 발진기에서는 첫째로 높은 온도 안정성과 낮은 잡음 특성을 가져야 한다.

최초의 마이크로파 발진기는 1930년대 레이더의 신호원으로 진공관 발진기가 쓰였으며, 이 장치는 큰 출력과 높은 발진 주파수를 얻을 수 있는 장점이 있으나 부피가 컸다. 그 후, 1960년대 후반에 Gunn 다이오드나 IMPATT 다이오드를 사용한 고체 소자 발진기가 등장하였다. 고체 소자 발진기는 진공관 발진기에 비하여 부피가 작으며 신뢰성이 높고 싼 가격으로 만들 수 있는 저잡음 발진기이다. 그러나 발진 특성이 다이오드 자체의 물리적 특성에 의해 영향을 받는 결점이 있다. 이후 1970년대 후반에 등장한 트랜지스터 발진기는 발진기를 이루는 회로의 구조 및 구성 소자에 의해서 발진 특성이 결정되며, 불요주파수 문제가 없고 효율이 좋아 MIC나 MMIC화하는데 유리하다[2].

또한 발진기에 사용되는 공진기에는 MSL 공진기를 사용하는 방법과 공동(Cavity)을 사용하는 방법, 유전체 공진기(DR)를 사용하는 방법이 있다. 먼저, MSL 공진기는 부피가 작고 경량이며 부품들 사이의 연결 문제에 큰 어려움이 없고 제작이 간편한 장점이 있지만, 복사 손실과 스트립 선로 자체의 기판에서의 유전체 손실로 인해 Q값이 나쁘고 위상 잡음 특성이 좋지 않은 결점이 있어, 광통신 및 위성통신 시스템과 같이 정밀하면서도 저손실의 소자를 요구하는 회로에 있어서는 사용이 제한되어져 왔

다. 다음으로 공동을 사용하는 방법은 Q값이 좋지만 온도에 따라 공동의 크기가 변하여 공진 주파수의 변화 폭이 크다. 그래서 같은 동작 주파수를 갖는 공동 공진기보다 부피가 작고, 손실도 훨씬 낮은 유전체 공진기로 대체하여 사용되면서 마이크로파 회로의 소형화에 커다란 진보를 가져왔다. 비유전율이 크고 손실이 적은 유전체 공진기는 제작비용을 절감할 수 있으며, 높은 Q값과 온도에 대한 안정성 등으로 인하여 마이크로파 대역의 여파기와 발진기 등에서 동작 특성의 개선과 소자의 소형화를 위해 많이 이용되고 있으며, 현재에는 그 응용분야가 안테나까지 확대되고 있다[3].

이동통신의 발달은 음성 통화를 기반으로 하는 Cellular 및 PCS 이용자가 유선전화 가입자를 앞지르고 있으며, 이와 같은 시장을 기반으로 초고속 이동인터넷을 구현하기 위한 CDMA-1X EVDO 서비스를 위한 기술 개발에 박차를 가하고 있다.

그 동안 Cellular 및 PCS의 음영지역 개선을 위한 많은 종류의 중계기를 개발하였다. 그러나 기존의 중계기는 이미 상용화가 진행 중인 가변 변조 방식의 EVDO 서비스에 적용할 때, 데이터 전송율을 저하시키는 문제점이 있다.

이동통신에 사용되었던 여러 가지 형태의 중계기 가운데 광중계기, 인빌딩중계기, M/W중계기를 전파음영지역 개선에 사용될 예정이다. 특히 M/W대역을 이용한 중계장치는 광중계장치, RF 중계장치보다 구축이 빠르고 유지 보수가 간편하며 광선로 임대비나 유지비용이 월등히 낮을뿐만 아니라 RF 중계장치와 같은 발진의 위험이 없다는 장점을 가지고 있다. 따라서 18 GHz를 사용하여 가변변조방식의 EVDO 신호를 음영지역까지 양질의 전파특성과 높은 데이터 전송율을 유지하여 전송할 수 있는 18 GHz 중계기의 개발이 필요하고 또한 18 GHz 중계기의 개발을 위해선 위상잡음 및 위상흔들림 특성이 개선된 Local Oscillator 개발이 필요하다.

본 논문에서는 18 GHz대역 Microwave 중계기의 송수신부에 사용되는 높은 주파수 안정도와 낮은 위상 잡음특성을 갖는 Local Oscillator를 구현하기 위하여 높은 Q값을 갖는 유전체 공진 발진기(DRO)를 사용하였다. 유전체 공진 발진기를 구현하기 위하여 먼저 원통형 유전체 공진기(Cylindrical DR)를 이용하여 중심 주파수 7 GHz의 유전체 공진 발진기를 설계·제작하였다. 이렇게 설계된 유전체 공진 발진기에 튜닝을 위하여

Varactor 다이오드를 부착하여 VCTDRO를 설계하였고 VCTDRO에 높은 주파수 안정도를 갖는 PLL을 이용하여 Local Oscillator인 7 GHz PLDRO를 설계 및 제작하였고 제작된 PLDRO는 알루미늄 케이스를 이용하여 외부로부터의 영향을 차폐시키고, Spectrum Analyzer와 Network Analyzer를 이용하여 특성을 측정하였다. 또한 업체에서 상용화된 PLDRO와 위상잡음 및 Harmonics 특성에 대해 비교하였다.

제 2 장 발진기의 개요

발진기에 대해 간단히 정의해 보면 직류 전원을 RF 에너지로 변환시키는 변환기이다. 발진기는 단자에 직류 전원이 인가되었을 때 단일 주파수 또는 복소 주파수에서 전자계 에너지를 발생하는 것이다. 또 RF 입력 없이 RF 전력을 발생시키는 동작을 한다. 이는 주파수의 순수성을 가지고 RF 신호를 증폭시키는 역할을 하는 것이다. 소자 측면으로 볼 때 발진기는 비선형 소자로써 2단자 소자인 Gunn 다이오드, IMPATT 다이오드, Tunnel 다이오드와 3단자 소자인 MESFET, BJT, HBT 등을 이용하는 것이다. 회로 측면으로 볼 때 발진기는 소자 단자에 직류 바이어스를 전달될 때 발진을 유도하는 구조를 말하며 소자는 Microstrip Line, 집중 소자에 의해 주파수가 조절되어지는 것이다.

2단자 발진소자를 이용한 발진기들의 특성을 살펴보면 다음과 같다. Gunn 다이오드 발진기는 낮은 FM 잡음을 가지며, IMPATT 다이오드 발진기는 Gunn 다이오드 발진기보다 높은 효율과 전력을 이용할 수 있다. 또 다이오드 발진기의 경우에는 원하는 출력을 전달하는 출력 정합 회로 설계가 용이하다는 점이 있고, 주파수 범위가 소자의 물리적인 특성에 의해 결정되어진다는 특징이 있다. 반면에 3단자 발진소자인 트랜지스터를 이용한 발진기는 높은 효율과 낮은 잡음을 갖는다.

또한 발진에 필요한 부정 저항을 얻기 위해서 때로는 직렬 또는 병렬 케환 회로가 필요하다. 주파수 범위는 이러한 케환 회로의 방식에 따라 결정되어지는 것이 특징이다. 표 2.1은 발진 소자에 대한 일반적인 특징을 요약해 본 것이다[4].

2.1 부정저항의 개념

발진기는 직류 전력을 교류 전력으로 전환하는 에너지 변환 소자이다. 모든 에너지 변화 소자처럼 발진기도 열역학적인 면을 고려해 볼 때 100%의 변환 효율을 가지지는 못한다. 회로적인 관점에서 발진기를 모델링하기 위한 기술들은 회로소자로써 에너지 변환을 표현하는 것으로 발전해 왔다. 이러한 개념으로 부정 저항의 개념이 도입된 것이다. 부정저항을 이

표 2.1 발진소자의 특성

Table 2.1 Characteristic of oscillation elements.

	Diode		Transistor	
	Gunn	IMPATT	BJT	GaAs MESFET
Noise & Efficiency	low FM noise	Higher efficiency & higher power device	low FM noise (6~10 dB이하)	High FM noise (6~10 dB이상)
Frequency Range	물리적인 mechanism에 의해 결정	물리적인 mechanism에 의해 결정	feedback topology에 의해 결정 (~20 GHz)	feedback topology에 의해 결정 (~100 GHz)
Power[mW]	100 @ 100 GHz	100 @ 100 GHz		10 @ 40 GHz

해하기 위해서는 먼저 일반적인 저항이 어떻게 동작하는지에 대해 알아야 한다.

그림 2.1(a)에서 보는 바와 같이 저항 R 양단에 전압 V가 인가되는 경우 저항에는 전류 $I = V / R$ 이 흐르게 되고 I^2R 이라는 전력이 소모되게 된다. 그림 2.1(b)에서는 전원에서 전압 V가 인가될 때 부정저항 -R에서 전류 $I = V / R$ 가 전원 쪽으로 흐르게 된다. 이는 곧 I^2R 이라는 전력을 발생시키는 것이다.

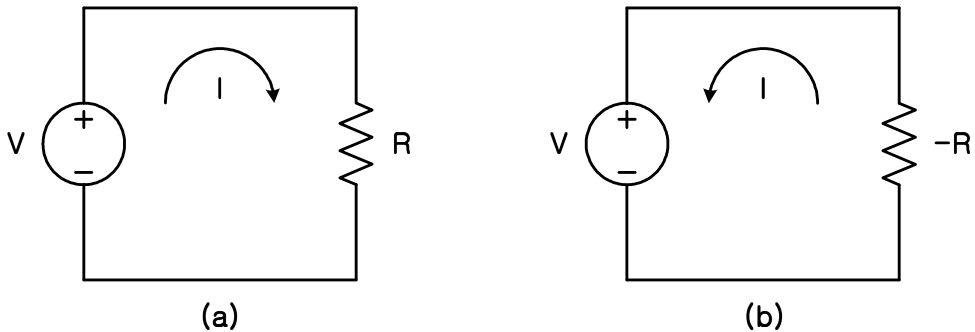


그림 2.2 부정저항 개념 (a) 양성저항 ; (b) 부정저항

Fig. 2.1 Negative resistance concept (a) Positive resistance ; (b) Negative resistance.

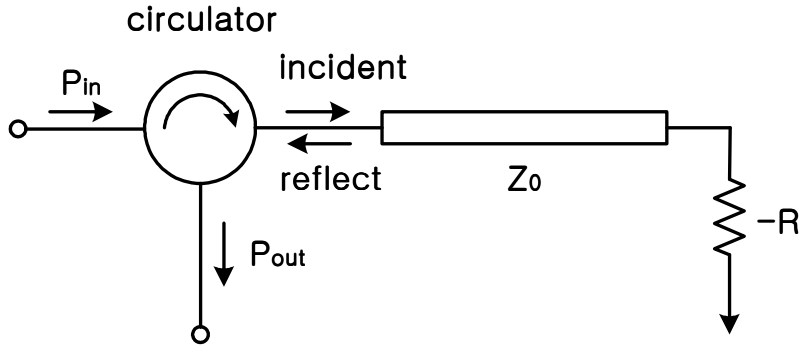


그림 3.2 부정저항을 이용한 반사 증폭기
 Fig. 2.2 Reflection amplifier using negative resistance.

부정저항의 다른 적용으로 그림 2.2에서 보는 바와 같이 반사형 증폭기가 있다. 그림 2.2에서 circulator는 입력파와 출력파를 격리시키는 역할을 하는 소자이다. 이 때 반사형 증폭기의 이득을 dB관점으로 볼 때 다음과 같다.

$$G = 20 \log_{10} \Gamma$$

$$\Gamma = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \tag{2.1}$$

Γ 는 Z_0 의 전송선로에 연결되는 임피던스 Z 의 반사계수이다. 만약에 부정저항 $-R$ 이 전송선로에 연결된다면 식 (2.1)의 Z 에 부정저항 $-R$ 을 대입시킨 후 반사형 증폭기의 이득인 반사계수는 다음과 같이 된다.

$$|\Gamma| = \left| \frac{R + Z_0}{Z_0 - R} \right| \tag{2.2}$$

만일 부정저항 R 의 크기가 선로의 특성 임피던스보다 크다면 이득은 1보다 크게 되어 증폭기로서 역할을 하게 되는 것이다[5].

2.2 발진기의 평가요소

2.2.1 출력 전력

발진기의 출력 전력은 예측하기는 어렵지만 출력이 대전력 증폭기에서 트랜지스터의 포화전력보다 작다는 것을 예측할 수 있다. 발진기의 출력 신호는 다음 단계에 연결되는 회로의 특성과 밀접한 관계가 있다. 국부 발진기는 일반적으로 혼합기에 연결이 되므로 혼합기의 특성과 밀접한 관계를 갖는다.

2.2.2 푸싱 피겨(Pushing Figure)[Hz/V]

직류 전원의 바이어스의 변화에 의해 발진 주파수가 변하는 것을 말한다. 이는 직류 바이어스 전압의 변화에 대한 출력 주파수의 민감성과 관계하는 것이다. 통신 시스템에서의 통신기기의 전원이 불안정하게 동작할 수도 있기에 이러한 전원 전압의 변화에 대한 정상적인 동작을 어느 정도 보장할 수 있어야 하고 과전압인 경우 역시 정상적인 동작을 해야 한다. 따라서 주파수 천이에 대한 성능은 전원 전압에 대해 $\pm 10\%$ 를 변화시켰을 때의 주파수 변화를 의미한다. 이는 직류 전원 바이어스에서 안정기(Regulator)를 사용하면 최소화할 수 있다.

2.2.3 풀링 피겨(Pulling Figure)

풀링 피겨는 회로의 임피던스가 교란되는 것에 의해 발진 주파수가 변화에 영향을 미치는 부하 임피던스의 변화이다. 발진기의 출력 단자에 부하 임피던스를 변화시켰을 때 출력 주파수의 변화치를 규정하는 것으로 부하 안정도라고도 부른다. 규정된 측정 조건하에서 출력 쪽에 부하를 변화시키는 튜너를 연결시키고 정재파비(VSWR)를 2로 고정시킨 후 위상을 변화시키면서 주파수 변화를 측정하게 된다. 이는 발진기 회로에서 높은 Q값의 공진기를 쓰거나 발진기와 부하 사이를 격리시키는 것에 의해 최소화 할 수 있다.

2.2.4 잡음(Noise)

2.2.4.1 AM 잡음과 FM 잡음

AM 잡음은 발진기 출력 전력 크기 면에서의 변화를 나타내는 것이고, FM 잡음은 발진기 출력 주파수의 짧은 순간의 변화를 나타낸다.

2.2.4.2 위상잡음(Phase Noise)

발진기 출력의 위상 변조량을 나타내는 것이다. 이는 발진회로 성능을 결정짓는 가장 중요한 항목 중의 하나로 출력되는 발진 신호파형의 순수도를 평가하게 된다. 이는 정해진 조건하에서 발진 신호의 피크레벨과 오프셋 포인트에서의 정규화 된(보통 1 Hz 단위로 정규화 함.) 잡음전력의 비로써 표시한다. 발진기에서는 모든 전력이 발진 주파수에 집중되지가 않고 어느 정도의 전력은 발진 주파수의 양쪽 주파수 밴드에 분산되어 나타난다. 이러한 양쪽 밴드에서의 원하지 않는 주파수 성분을 발진기의 위상잡음이라고 한다. 송수신기에 의한 위상잡음이 그림 2.3에 나타나 있다.

수신기에서 RF 신호를 IF 신호로 하향 변환하기 위해 f_{LO} 는 원하는 채널에서 IF 신호만큼의 차를 둔 주파수에 고정되어진다. f_{LO} 주위의 위상 잡음은 같은 IF 신호만큼의 차에 있는 근처 채널을 하향 변환시킬 것이다. 인접한 채널의 가장 큰 스펙트럼은 수신기의 f_{LO} 에 근접한 꽤 좋은 위상 잡음으로써 제한되어질 것이다.

송신기에서의 위상 잡음은 근처 약한 채널을 매몰시킬 수도 있다. 이는 위상잡음 주파수 밀도(Spectral Density)가 송신신호와 함께 직접적으로 커지고 송신기 신호 양쪽에서의 강한 잡음이 같은 주파수상의 다른 신호보다 클지 모르기 때문이다.

2.2.5 고조파 응답(Harmonics Response)[dBc]

발진회로는 비선형 소자인 트랜지스터 또는 다이오드에 의해 비선형 특성을 가지게 된다. 이러한 비선형 특성에 의해 발진회로의 출력 스펙트럼

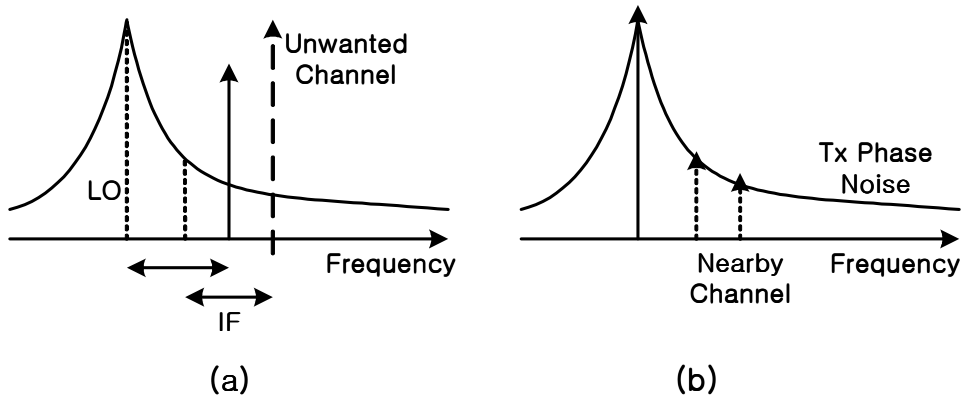


그림 2.3 송수신기에서의 위상잡음 (a) 수신기에서의 국부신호에 의한 원하지 않는 하향 변환 ; (b) 송신기에서의 국부신호의 위상잡음에 의한 근처 약한 채널의 매몰

Fig. 2.3 Phase Noise of a receiver (a) Unwanted downward transformation by local signal in receiver ; (b) Burying the nearby weak channel by local signal's phase noise in a transmitter.

에는 기본 발진 주파수(Fundamental Frequency)의 정수배 주파수 성분(Harmonics)이 존재하는데, 기본 발진 주파수 성분과 원치 않는 고조파 성분과의 레벨 차이를 규정하는 항목이 발진 주파수에 대한 고조파 응답이다. 보통 2차 고조파 성분과의 레벨차이를 의미하나, 만약 2차 고조파 성분보다 큰 고조파 성분이 있는 경우 그 성분과의 레벨차이를 의미하게 된다[2].

2.3 발진기의 구성

고정 주파수 발진기(Fixed Frequency Oscillator)는 능동 소자를 포함하여 AC 전력을 생성하는 부성 저항부와 발진 주파수를 안정시키는 공진부, 부하에 큰 출력이 전달되도록 하는 임피던스 정합부 그리고 부하(보통 50 Ω)로 구성되었다. 일반적으로 트랜지스터 발진기는 그림 2.4에 나타나 있다. 보통 트랜지스터는 GaAs MESFET, BJT 등으로 궤환을 이용하여 부성 저항을 만들어 사용하게 된다.

직류 전원인 바이어스 회로는 트랜지스터에 전압과 전류를 공급하여 직류 동작 특성을 규정지어지고, 이렇게 바이어스가 잡힌 트랜지스터는 유용한 주파수 범위에서 부성저항 성분을 띄게 된다. 그림 2.4에서의 Z_T 의 저항 성분이 음의 값을 갖는 경우이다. 트랜지스터가 원하는 주파수에서 안정된 동작을 보이는 경우 발진기로 사용이 불가능하기 때문에 불안정하게 하기 위해 궤환 회로를 연결한다. 또 공진기는 트랜지스터의 부성저항 성분에 연결하여 발진기를 구성하며, 이 때 공진기의 Q값은 발진기의 출력 위상잡음에 많은 영향을 미치므로 큰 것을 사용하는 것이 좋다. 부하는 트랜지스터의 출력에 연결하여 사용되어진다.

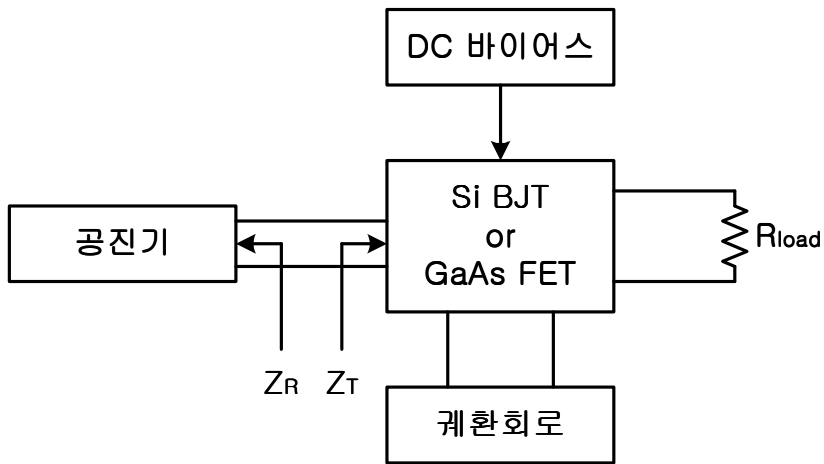


그림 2.5 초고주파 트랜지스터 발진기의 블록도
 Fig. 2.4 Block diagram of microwave transistor oscillation.

제 3 장 유전체 공진 발진기의 원리

유전체 공진기를 이용한 마이크로파 발진기는 그 특성이 온도에 대해 안정하며, 마이크로스트립 라인을 이용할 때 구조가 비교적 간단하고 조정이 용이한 장점이 있다. 또한 발진주파수에서의 Q값이 매우 높으며 주파수 조정범위도 비교적 넓다. 따라서 마이크로파 회로에서 효과적으로 유전체 공진기를 사용하기 위해서는 여러 형태의 전송선로와 유전체 공진기 사이의 결합형태를 정밀하게 파악해야 한다.

3.1 유전체 공진기의 개념

일반적으로 유전체 공진기는 원통형(Cylinder type), 관형(Tubular type), 구형(Spherical type), 평행육면체형(Parallelepiped type), 그리고 동축형(Coaxial type) 등으로 구분되어진다. 본 논문에서는 원통형 유전체 공진기를 채택하였고, 원통형 유전체 공진기의 공진시 기본 모드인 TE_{016} 모드에 대한 자기력선을 그림 3.1과 같이 나타내었다.

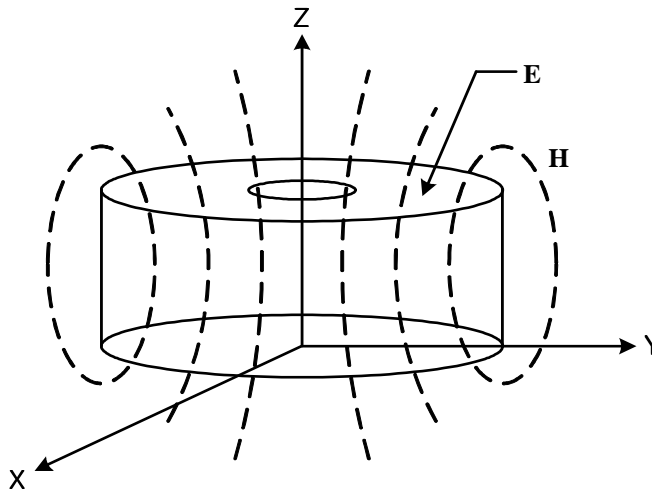


그림 3.1 고립형 유전체 공진기의 TE_{016} 공진 모드에서의 자기력선

Fig. 3.1 Magnetic field lines of the resonant mode TE_{016} in an isolated dielectric resonator.

3.2 유전체 공진기의 모델링

유전체 공진기의 공진 모드는 공진기의 크기에 따라 결정된다. 에너지는 공진기 내부에 저장되고 외부 자계는 외부의 회로와 결합된다. 만일 공진기가 isolation 된다면 자계가 방출되고, 방사 손실로 인하여 Q값이 급속히 감소한다. 이러한 방출 손실을 최소화(Q값 증가)하기 위하여 금속 cavity 안에서 사용되어야 한다. 차폐된 유전체 공진기의 구조는 그림 3.2와 같다. 이러한 구조에는 중요 모드인 TE_{016} 가 있는데 이는 마이크로 스트립 라인과 쉽게 결합하기 때문에 많이 사용되어지고 그림 3.3에서처럼 이 모드의 자계는 대칭성을 이룬다[3].

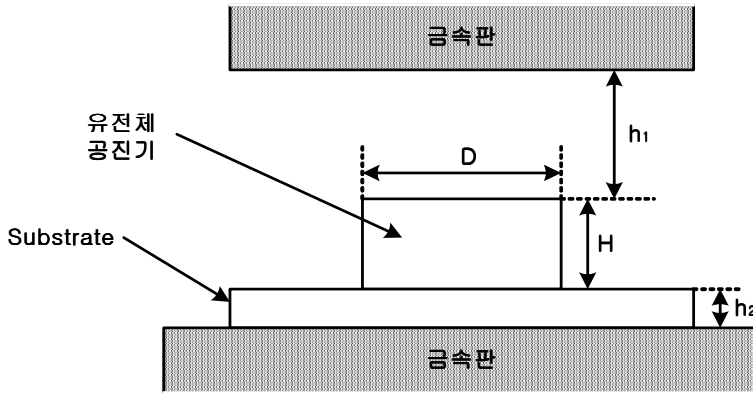


그림 3.2 유전체 공진기의 표준 환경

Fig. 3.2 Standard environment of dielectric resonator.

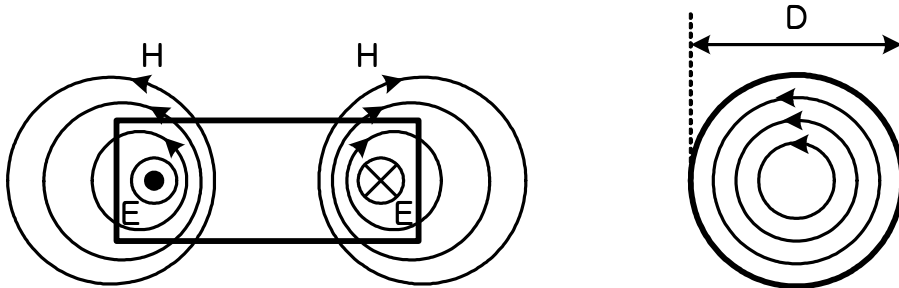


그림 3.3 TE_{016} 모드 자계 분포

Fig. 3.3 TE_{016} mode magnetic distribution.

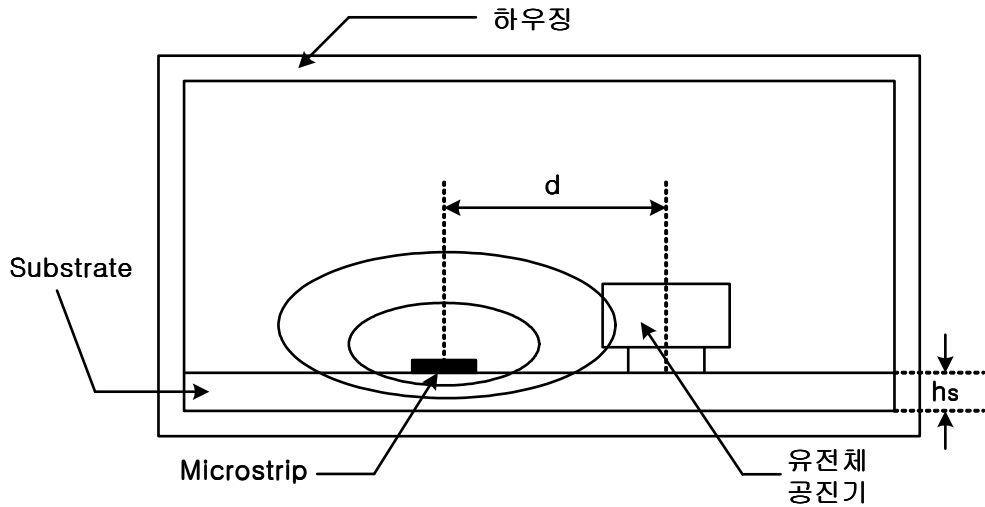


그림 3.4 마이크로스트립 라인과 유전체 공진기의 결합
 Fig. 3.4 Coupling between microstrip line and dielectric resonator.

유전체 공진기와 마이크로스트립 라인의 결합은 그림 3.4에서처럼 자기에 의해 결합하며 마이크로스트립 라인에 수직하게 자기 모멘트의 원점으로부터 이루어진다. 유전체 공진기는 공진 주파수에서 RF 에너지가 반사되고 마이크로스트립 라인과의 결합도를 조절하기 위해 거리 d 를 조정하면서 위치시킨다.

공진기의 등가회로는 그림 3.5(a)와 같고 공진기는 자계 결합을 통하여 마이크로스트립 라인과 결합한다. 이 그림에서 L_r , C_r , R_r 들은 유전체 공진기의 등가 파라미터이고, L_t , C_t , R_t 들은 마이크로스트립 라인의 등가 파라미터들이다. 자기 결합은 상호 인덕턴스 L_m 에 의해 나타내어진다. 결합 면에서 마이크로스트립 라인이 손실이 없다고 가정했을 때 그림 3.5(b)와 같이 간략화 시킬 수 있으며 또한 그림 3.5(c)와 같은 형태로 나타낼 수 있다. 그림 3.5(b)에서 마이크로스트립 라인을 포함한 변환된 임피던스를 구하면,

$$Z_t = j\omega L_1 + \frac{\omega^2 L_m^2}{R_r + j\omega L_r + \frac{1}{j\omega C_r}} \quad (3.1)$$

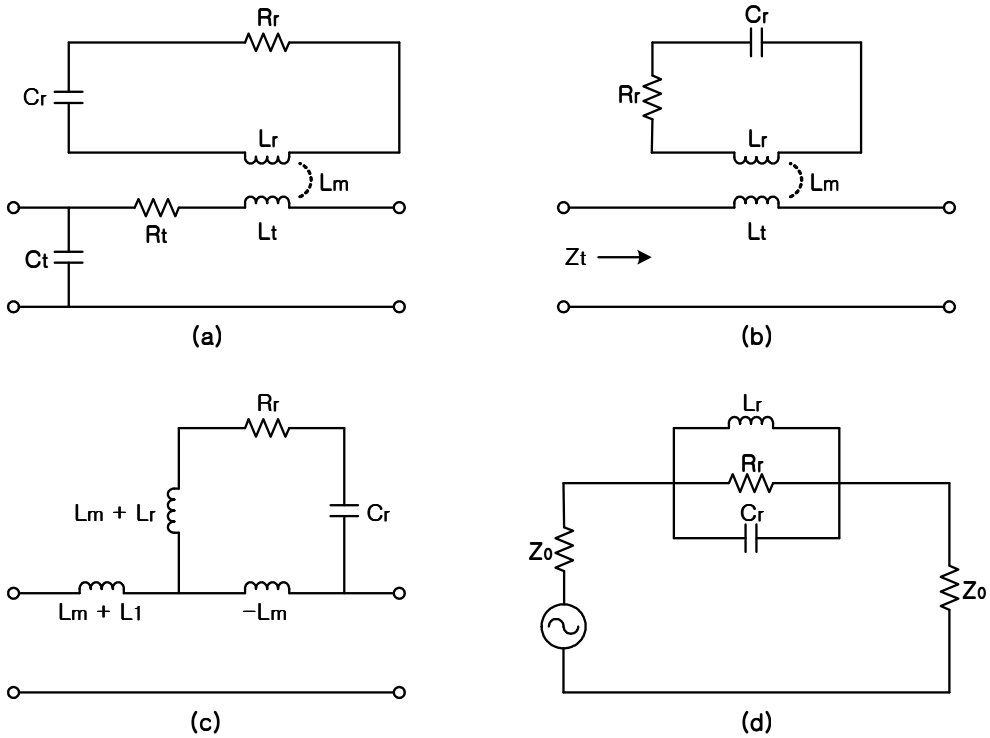


그림 3.5 유전체 공진기의 등가회로와 마이크로스트립라인의 결합
 Fig. 3.5 Coupling between Equivalent circuit of dielectric resonator and microstrip line.

공진 주파수 근처에서 ωL_1 은 무시되므로 식 (3.1)은 다음과 같이 근사화 할 수 있다.

$$Z_i \cong \omega Q_0 + \frac{L_m^2}{L_R} \frac{1}{1 + jX} \quad (3.2)$$

여기서 $X = 2Q_0(\delta\omega/\omega)$, $\delta = (\omega - \omega_0)/\omega_0$ 이고, unloaded Q와 공진 주파수는 다음과 같다.

$$Q_0 = \frac{L_r \omega_0}{R_r} \quad (3.3a)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (3.3b)$$

공진 주파수에서 $X = 0$ 이므로 변환된 임피던스는 다음과 같은 실수가 된다.

$$Z_i = R = Q_0 \omega_0 \frac{L_m^2}{L_r} \quad (3.4)$$

식 (3.4)는 그림 3.5(a)에서 보여진 등가회로를 그림 3.5(d)와 같은 병렬 동조 회로로 간단히 나타낼 수 있는 식이다. 여기서 L, R, C는 다음과 같다[3].

$$L = \frac{L_m^2}{L_r} \quad (3.5a)$$

$$C = \frac{L_r}{\omega_0^2 L_m^2} \quad (3.5b)$$

$$R = Q_0 \omega_0 \frac{L_m^2}{L_r} \quad (3.5c)$$

공진 주파수 ω_0 에서 결합 계수 β 는

$$\beta = \frac{R}{R_{ext}} = \frac{R}{2Z_0} = \frac{\omega_0 Q_0}{2Z_0} \frac{L_m^2}{L_r} \quad (3.6)$$

이고 S_{110} 과 S_{210} 을 마이크로스트립 라인과 결합했을 때의 공진 주파수에서 각각 반사 계수와 전달 계수라고 한다면 결합 계수 β 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\beta = \frac{S_{110}}{1 - S_{110}} = \frac{1 - S_{210}}{S_{210}} = \frac{S_{110}}{S_{210}} \quad (3.7)$$

식 (3.6)에서 L_r/L_m^2 은 공진기와 마이크로스트립 라인 사이의 거리 d 에 대한 함수이다.

$\beta = 1$ (critical coupling)은 유전체 공진기에서 소모된 에너지와 외부 회로 (external circuit)에서 소모되는 에너지가 같을 때 발생한다. 즉, 반사된 에너지와 전달된 에너지의 양이 같다 ($S_{110} = S_{210} = 0.5$). 차폐된 유전체 공진기에서 소모되는 에너지는

$$P_d = 1 - |S_{110}|^2 - |S_{210}|^2 \quad (3.8)$$

이고, 결합 계수 β 또한 Q 값에 대한 관계는 다음과 같다.

$$Q_0 = Q_L(1 + \beta) = \beta Q_{ex} \quad (3.9)$$

Q_0 , Q_L , Q_{ex} 는 각각 unloaded, loaded, external Q 값을 나타낸다[3].

3.3 유전체 공진기 등가회로 변환

유전체 공진기의 등가회로는 이미 앞 절에서 구체화했다. 이 절에서는 유전체 공진기의 등가회로 값의 추출을 위한 Q 값의 측정에 대해 논하고자 한다. 유전체 공진기와 마이크로스트립 라인의 관계를 그림 3.6과 같이 재 구현해 보았다.

그림 3.6(b)에서 임피던스 Z 는

$$Z = \frac{1}{Z} \frac{s}{s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{1}{LC}} = \frac{1}{C} \frac{s}{s^2 + 2\alpha s + \omega_0^2} \quad (3.10)$$

$2\alpha = 1/RC$, $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ 이며 $s = j\omega$ 로 놓으면 식 (3.10)은

$$Z = \frac{R}{1 + j2Q_0\delta} \quad (3.11)$$

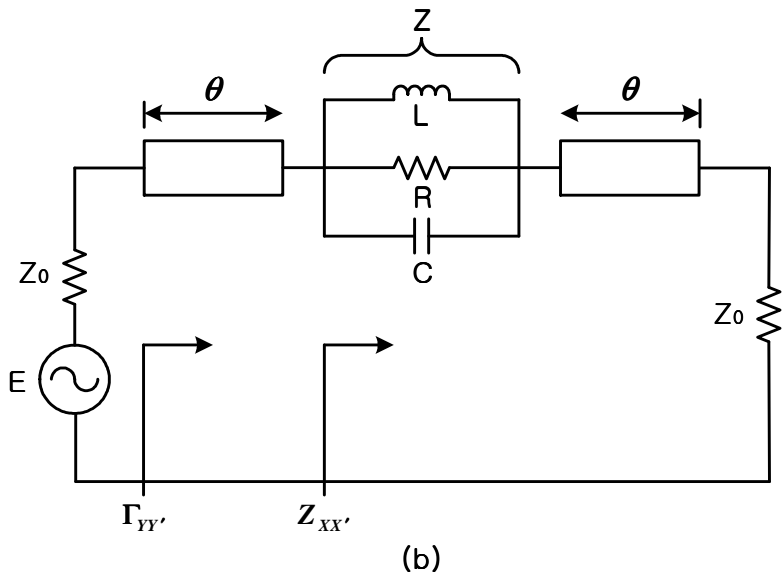
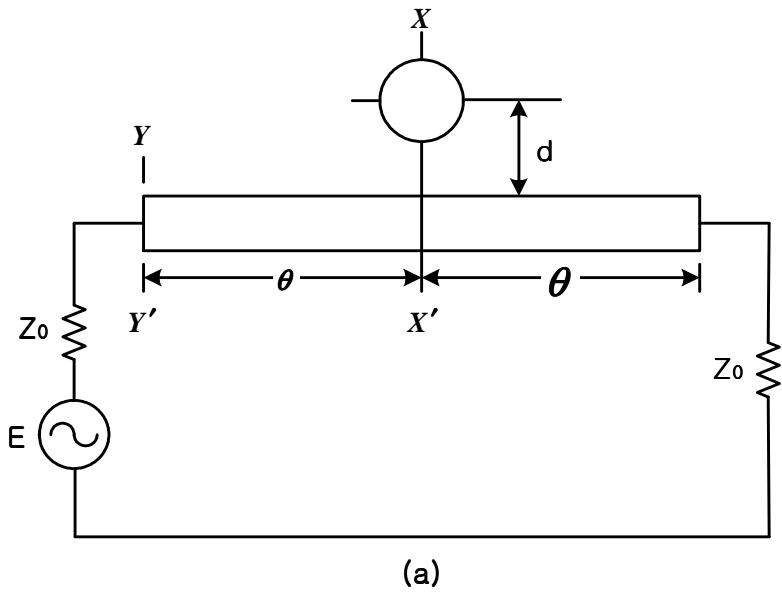


그림 3.6 유전체 공진기와 마이크로스트립 라인의 결합 등가회로
 (a) 유전체 공진기와 마이크로스트립 라인 결합 ; (b)
 XX' 축에서의 등가회로

Fig. 3.6 Coupling equivalent circuit of dielectric resonator and microstrip line ;
 (a) Coupling dielectric of resonator and microstrip line ;
 (b) Equivalent circuit in XX' axis.

여기서, $\delta = \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}$

그림 3.6(b)의 XX'축 기준에서 normalized 입력 임피던스는 식 (3.11), (3.6)에 의해

$$z_{in} = \frac{2\beta}{1 + 2jQ_0\delta} + 1 \quad (3.12)$$

이다. 따라서 마이크로스트립 라인에 결합된 유전체 공진기의 S-parameter 는 식 (3.13)으로 주어진다.

$$S_R = \begin{pmatrix} \frac{\beta}{\beta + 1 + jwQ_0\delta} & \frac{1 + j2Q_0\delta}{\beta + 1 + j2Q_0\delta} \\ \frac{1 + j2Q_0\delta}{\beta + 1 + j2Q_0\delta} & \frac{\beta}{\beta + 1 + j2Q_0\delta} \end{pmatrix} \quad (3.13)$$

그림 3.6(b)에서 입력 단의 반사 계수는 다음과 같다.

$$\Gamma_{YY} = \frac{\beta}{\sqrt{(\beta + 1)^2 + (2Q_0\delta)^2}} e^{-j\left(2\theta + \tan^{-1} \frac{2Q_0\delta}{\beta + 1}\right)} \quad (3.14)$$

등가모델에서 병렬 R, L, C의 값을 구하기 위하여 그림 3.6(b)를 그림 3.7(a)로 등가화 할 수 있고, 그림 3.7(a)는 공진 주파수에서 C와 L은 서로 상쇄되므로 그림 3.7(b)처럼 그릴 수 있다.

이 때 삽입손실을 구하면

$$IL(dB) = L_0(dB) = 20 \log\left(\frac{R_g + R_L}{R_g + R + R_L}\right) \quad (3.15)$$

위 식에서 $R_g = R_L = 50\Omega$ 이므로

$$R = 100(10^{IL/20} - 1) \quad (3.16)$$

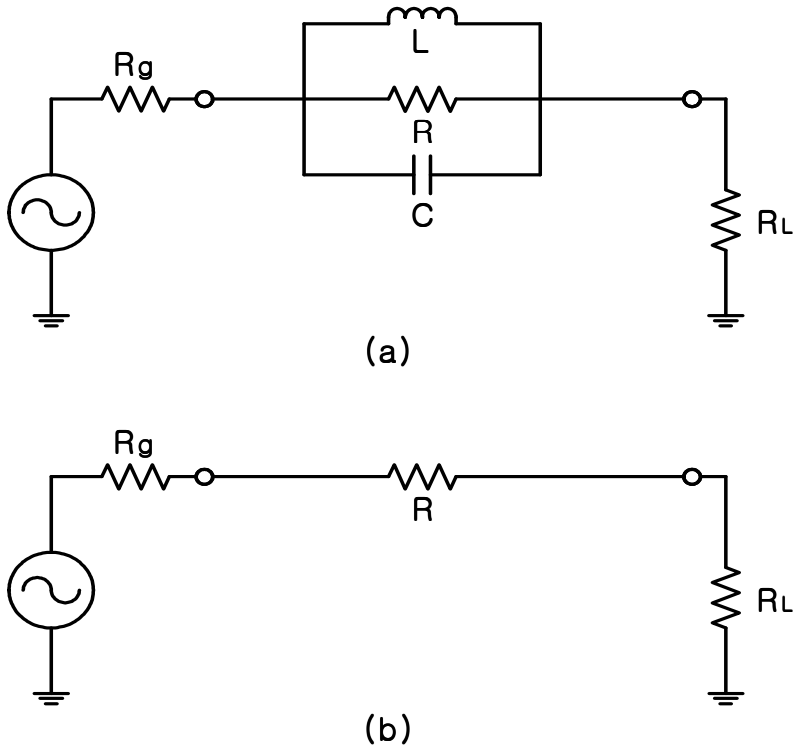


그림 3.7 공진 주파수에서의 유전체 공진기의 등가회로
 Fig. 3.7 Equivalent circuit of dielectric resonator in oscillation frequency.

따라서 삽입손실을 알면 R 값을 알 수 있다. 그림 3.8은 식 (3.13)을 이용하여 그린 것으로 L_0 , X 는 식 (3.17)과 같이 주어진다. 그림 3.8(b)에서 보듯이 L_0 가 20 dB보다 크면 거의 X 가 3 dB로 된다[3],[6].

$$L_0(dB) = 20 \log S_{210} \quad (3.17a)$$

$$x(dB) = 3 - 10 \log(1 + 10^{-0.1L_0}) \quad (3.17b)$$

$$Q_0 = \frac{f_0}{f_2 - f_1} \quad (3.18)$$

(f_1 : 공진 주파수에서 $x(dB)$ 낮은 주파수)

(f_2 : 공진 주파수에서 $x(dB)$ 높은 주파수)

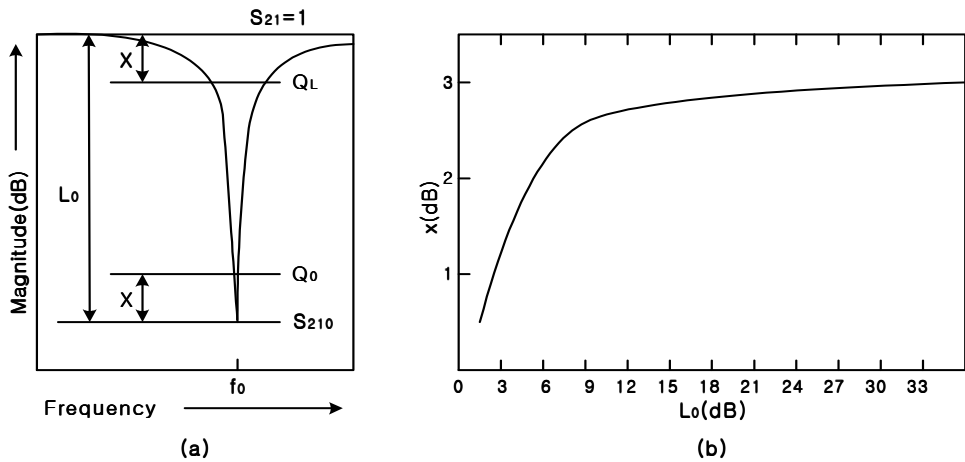


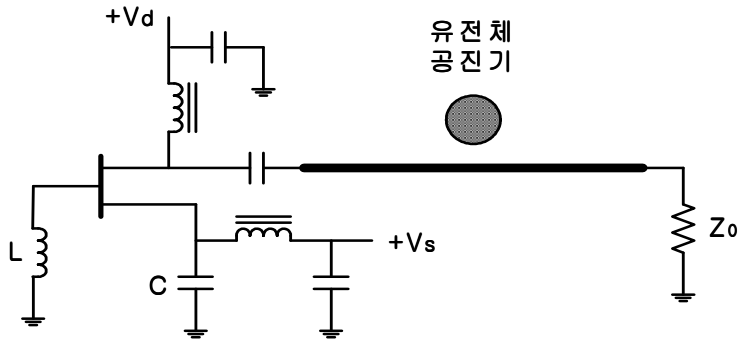
그림 3.8 S_{21} (dB) 측정으로부터 Q_0 결정(Q_L : loaded Q, Q_0 : unloaded Q)
 Fig. 3.8 Q_0 decision from S_{21} (dB) measurement(Q_L : loaded Q, Q_0 : unloaded Q).

3.4 유전체 공진 발진기의 종류

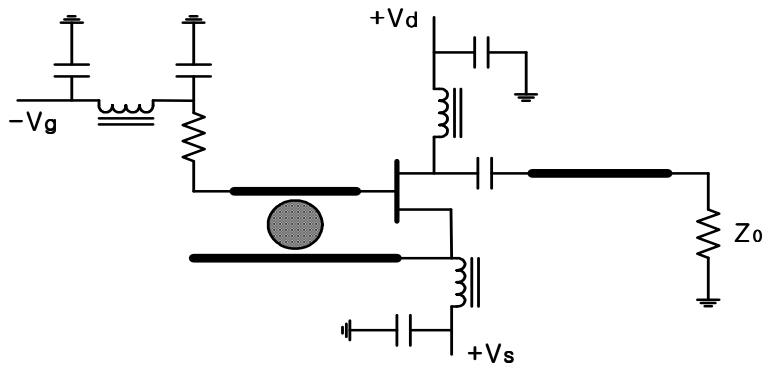
유전체 공진 발진기는 기본적으로 그림 3.9와 같이 세 가지 형태로 분류 할 수 있다[4]. 반사형 발진기는 발진 주파수를 안정화시키기 위하여 유전체 공진기를 출력단에 위치시킨 것으로 이 때 유전체 공진기는 대역 저지 필터(Band Stop Filter)로서 작용하게 된다. 그러나 위상 잡음이 상대적으로 높으며 전기적, 기계적 튜닝에 대해 Hysteresis 현상이 일어나기 때문에, 튜닝 범위가 좁고, 기생 발진이 문제가 된다.

병렬 케환 발진기는 FET의 gate와 source 또는 gate와 drain 회로 사이에 유전체 공진기를 케환 요소로서 직접 이용한다. 이 구조는 해석이 복잡하고 마이크로스트립 라인과의 결합도를 조절하기가 어려우며, 튜닝 범위가 좁을 뿐만 아니라 상대적으로 출력 전력이 낮다는 단점이 있다.

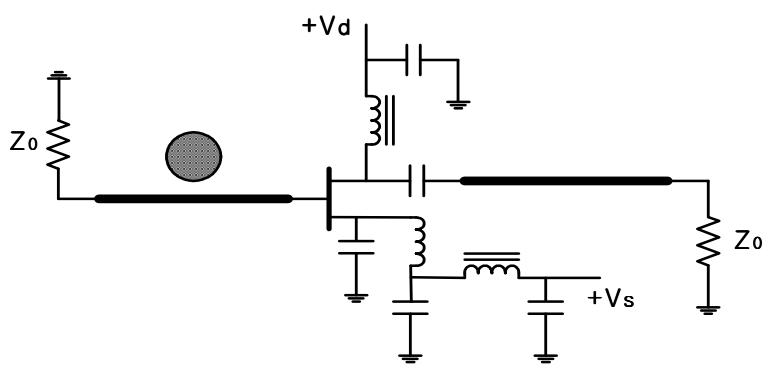
직렬 케환 발진기는 gate에 부하가 50 Ω 이 연결된 MSL과 결합되어 공진 주파수 근처에서 전력이 FET측으로 반사되어 FET는 불안정해져서 발진이 일어나게 된다. 이 구조는 유전체 공진기와 MSL간의 결합관계를 모델화하기 쉽고, 기생 발진을 쉽게 피할 수 있을 뿐만 아니라 부하 변화에 대한 발진 주파수 및 출력 전력 변화가 적다는 장점을 가진다. 본 논문에서는 이 구조를 이용하여 발진기를 설계하였다.



(a)



(b)



(c)

그림 3.9 유전체 공진 발진기 (a) 반사형 발진기 ; (b) 병렬 궤환 발진기 ; (c) 직렬 궤환 발진기

Fig. 3.9 Dielectric resonator oscillators (a) Reflective oscillator ; (b) Parallel feedback oscillator ; (c) Series feedback oscillator.

3.5 유전체 공진 발진기의 발진조건과 안정도

1-단자망 발진기의 기본적인 구성은 그림 3.10과 같이 비선형 임피던스 Z_{in} 은 음저항 성분을 포함하고 있으며 부하임피던스 Z_L 과 직렬로 연결되어 있다. 비선형 임피던스 Z_{in} 과 부하임피던스 Z_L 은 다음과 같이 나타낸다.

$$Z_{in}(A, \omega) = R_{in}(A, \omega) + jX_{in}(A, \omega) \quad (3.19)$$

$$Z_L(\omega) = R_L(\omega) + jX_L(\omega) \quad (3.20)$$

여기서 A는 전류의 크기를 나타낸다. 그림 3.10에서 식 (3.21)을 만족할 때 발진이 일어난다.

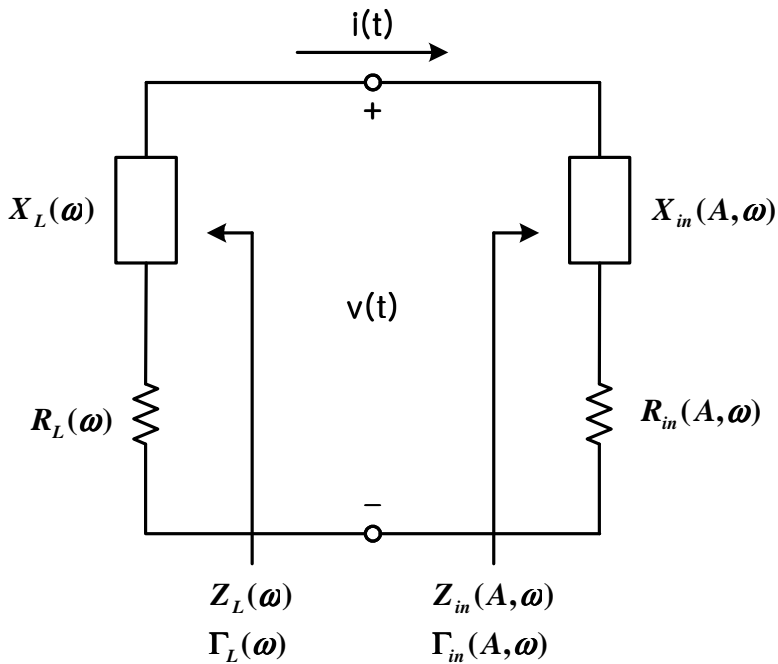


그림 3.10 1-단자망 음저항 발진기 구성도

Fig. 3.10 One-port negative resistance oscillator block diagram.

$$\Gamma_{in}(A_0, \omega_0)\Gamma_L(\omega_0) = 1 \quad (3.21)$$

위 식에 반사계수의 정의를 적용하면 다음과 같이 표현된다.

$$Z_{in}(A_0, \omega_0) + Z_L(\omega_0) = 0 \quad (3.22)$$

식 (3.19), (3.20)를 (3.22)에 대입하면 다음과 같이 실수부와 허수부가 나뉘며 발진 조건이 된다.

$$R_{in}(A_0, \omega_0) + R_L(\omega_0) = 0 \quad (3.23a)$$

$$X_{in}(A_0, \omega_0) + X_L(\omega_0) = 0 \quad (3.23b)$$

구체적으로 임의의 소자에서 동작 주파수가 $R_{in}(A, \omega) < 0$ 조건에서 동작한다면 이 회로는 불안정한 음저항을 취하게 되고,

$$|R_{in}(A_0, \omega)| > R_L(\omega) \quad (3.24)$$

일 때 발진이 시작된다. 위의 발진 조건에서처럼 불안정한 상태에서 전류가 흐르게 되어 전류의 크기가 안정화 상태에 이르기까지 발진이 계속 일어난다. 즉, 루프 임피던스가 zero가 될 때 발진이 안정화된다. 발진 주파수 결정은 임피던스 $Z_{in}(A, \omega)$ 가 전류의 크기와 주파수에 대한 함수이기 때문에 식 (3.23)의 조건에서만 결정된다고 볼 수는 없다. 따라서 안정된 발진이 되기 위해서는 다음과 같은 조건이 필요하다.

$$R_{in}(A_0, max) = -\frac{R_0}{3} \quad (3.25)$$

여기서 A_0, max 는 발진 에너지가 최대일 때 흐르는 전류의 크기이고, $-R_0$ 은 $A=0$ 일 때 $R_{in}(A)$ 의 값이다. 따라서 R_{in} 이 A 에 따른 선형함수라는 가정하에 R_L 의 값을 발진 에너지를 최대로 하기 위한 조건으로부

터 다음 식을 얻는다.

$$R_L = \frac{R_0}{3} \quad (3.26)$$

2-단자망 발진기의 기본적인 구성은 그림 3.11와 같은 입력정합회로(generator tuning network)와 출력정합회로(load matching network)등으로 나뉘며, 입력정합회로는 발진 주파수를 결정하며, 출력정합회로는 정합역할을 제공한다.

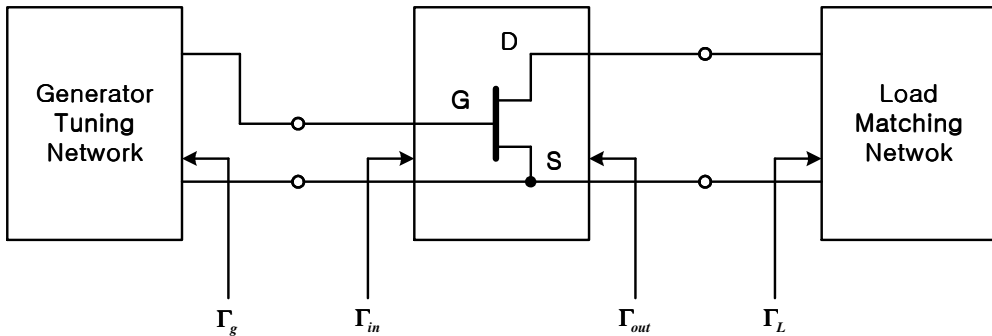


그림 3.11 2-단자망 발진기 구성도
Fig. 3.11 Two-port oscillator block diagram.

FET에서 음저항을 얻기 위하여 발진주파수에서 FET의 안정도를 확인한다. 안정도에는 어떤 입력 임피던스와 출력 임피던스에 대하여 $|\Gamma_{in}| < 1$ 이고 $|\Gamma_{out}| < 1$ 인 경우가 있는데 이것을 절대 안정이라고 하며 발진하지 않게 된다. 어떤 입력 임피던스와 출력 임피던스에 대하여 $|\Gamma_{in}| > 1$ 이고 $|\Gamma_{out}| > 1$ 인 경우에는 잠재적 안정(conditional stable or potentially stable)이라고도 한다. 따라서 발진기의 경우에는 FET가 잠재적 안정일 때 불안정영역에서 설계하여야 한다. 그러나, 안정도는 주파수에 따라 변하므로 설계 주파수뿐만 아니라 다른 주파수에서도 불안정하여 발진하는 경우가 있다. 그러므로, 발진기를 설계할 경우에 설계 주파수대역뿐만 아니라 다른 주파수에서도 안정도를 고려하여야 한다.

입력 및 출력의 안정도를 알기 위해서는 안정도원(constant stability circle)을 그려보면 된다. 안정도원은 Γ_L 또는 Γ_S 가 $|\Gamma_{in}|=1$ 또는 $|\Gamma_{out}|=1$ 인 궤적으로 정의되기 때문이다. 따라서 안정도원은 Γ_L 과 Γ_S 의 안정한 영역과 불안정한 영역의 경계로 정의된다. 그림 3.11에서 입력과 출력의 반사계수는 다음 식과 같다.

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (3.27)$$

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \quad (3.28)$$

식 (3.27)에서 $|\Gamma_{in}|=1$ 이면

$$\begin{aligned} \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| &= 1 \\ |S_{11}(1 - S_{22}\Gamma_L + S_{12}S_{21}\Gamma_L)| &= |1 - S_{22}\Gamma_L| \\ |S_{11} - \Delta\Gamma_L| &= |1 - S_{22}\Gamma_L| \end{aligned} \quad (3.29)$$

이며 ($\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$), 양변을 제곱하여 식을 원의 방정식으로 표시하면 식 (3.30)과 같이 나타낼 수 있으며 이것은 복소 Γ 평면에서 원의 궤적이 $|\Gamma_L|=1$ 이 된다.

$$\left| \Gamma_L - \frac{S_{22} - \Delta S_{11}^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (3.30)$$

$$\text{중심 } (C_L) = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2}$$

$$\text{반지름 } (R_L) = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right|$$

이 원을 출력 안정원이라 한다. 같은 방법으로 입력 안정도원을 구하면

다음과 같다.

$$\text{중심 } (C_S) = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2}$$

$$\text{반지름 } (R_S) = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right|$$

원이 S-parameter의 함수이므로, 소자의 S-parameter가 주어지면 $|\Gamma_{in}|=1$ 과 $|\Gamma_{out}|=1$ 이 되는 입력 및 출력 안정도원을 그릴 수 있게 된다. 그림 3.12에 의해서 $|\Gamma_{out}|>1$ 이 되도록 Γ_1 을 선택함으로써 쉽게 구현할 수 있다.

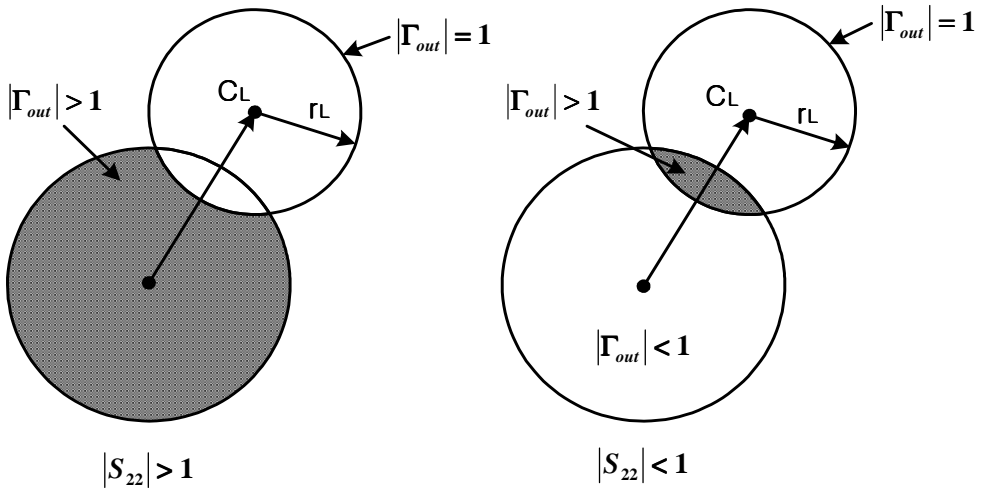


그림 3.12 Γ_1 의 평면에서 출력 안정도 원
Fig. 3.12 Output stability circle in the Γ_1 plane.

2-단자망 발진기 설계에 있어 다음과 같은 세 가지 발진조건을 만족해야 한다.

발진조건 1 : $K < 1$

발진조건 2 : $\Gamma_{in} \Gamma_g = 1$ (3.31)

발진조건 3 : $\Gamma_{out} \Gamma_L = 1$

여기서 K 는 능동소자의 stability factor이다.

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|}$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

K 가 1보다 작다는 것은 회로가 불안정한 상태에 있다는 것을 의미하며, 초기의 입력이 시간이 지남에 따라 계속 발진된다. 이것은 단지 발진이 유지될 수 있는 기본적인 조건이다. 이러한 특성을 가지는 부분은 여러 주파수에서 나타날 수 있다. 발진이 일어나기 위한 초기상태의 조건은 발진부의 음저항이 더욱 큰 값을 가져야하고, $K < 1$ 의 조건을 만족하는 경우, 만약 1보다 크다면 공통 단자를 바꾸어 주거나 series feedback을 첨가하면 된다. 발진조건 2와 3은 발진주파수에서 능동소자의 입력과 출력 단자를 공진시키기 위해 정합회로를 첨가시켜야 한다. 즉 어느 한 단자에서 발진이 일어나면 다른 한 단자에서도 발진이 일어나야 한다. 일반적으로 출력의 대부분이 어느 한 단자로 전달되며 한 개의 부하를 연결해야 한다. Γ_g 와 Γ_L 이 1보다 작기 때문에 $|\Gamma_{in}| > 1$ 와 $|\Gamma_{out}| > 1$ 이 되어야 한다.

FET의 동작 주파수대에서 계산된 stability factor K 가 1보다 클 경우 feedback element의 길이를 적당히 선택하여 K 를 1보다 작게 만들어 주어야 한다. 새롭게 생성된 반사계수 $|S_{11}|$ 와 $|S_{22}|$ 가 1보다 큰지를 확인한다. 이 때 새롭게 생성된 반사계수의 안정도원을 그려 안정상태가 불안정 영역에 속하는지를 확인한다. 구현하기 쉬운 케환 회로를 선택하여 K 를 1보다 작게 만들어주고 $|S_{11}|$ 와 $|S_{22}|$ 가 1보다 크기 위해서는 2-port 산란 계수를 3-port로 특성화 시켜야 하는데 이는 제조회사에서 주어지는 2-port 산란 계수로부터 계산된다.

그림 3.13에서 반사계수 Γ_3 은 다음과 같다.

$$\Gamma_3 = \frac{Z_3 - Z_0}{Z_3 + Z_0} \tag{3.32}$$

또한 다음과 같은 식 (3.33)으로부터 3-port 산란계수를 구한다.

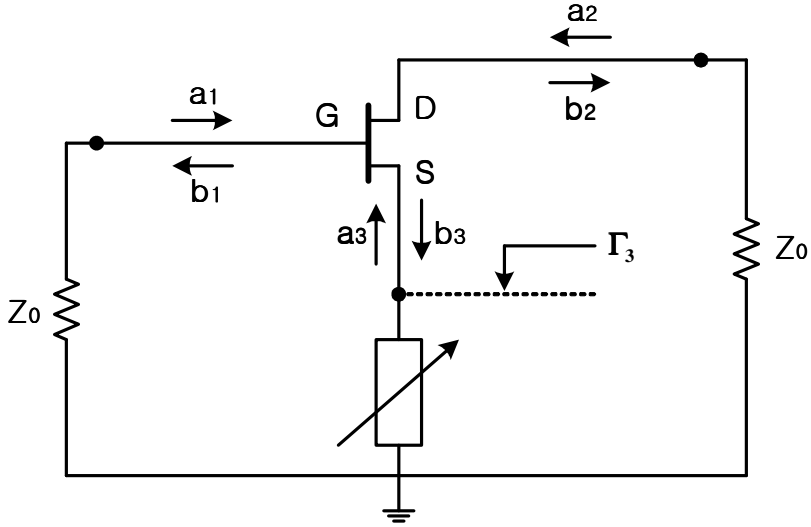


그림 3.13 FET의 3-port 소자
Fig. 3.13 Three-port element of FET.

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 + S_{13}b_3\Gamma_3 \quad (3.33a)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 + S_{23}b_3\Gamma_3 \quad (3.33b)$$

$$b_3 = S_{31}a_1 + S_{32}a_2 + S_{33}b_3\Gamma_3 \quad (3.33c)$$

결국 새로 생성된 2-port 산란계수는 식 (3.34)와 같다.

$$S^T = \begin{pmatrix} S_{11} + \frac{S_{31}S_{13}\Gamma_3}{1 - S_{33}\Gamma_3} & S_{12} + \frac{S_{13}S_{32}\Gamma_3}{1 - S_{33}\Gamma_3} \\ S_{21} + \frac{S_{31}S_{23}\Gamma_3}{1 - S_{33}\Gamma_3} & S_{22} + \frac{S_{23}S_{32}\Gamma_3}{1 - S_{33}\Gamma_3} \end{pmatrix} \quad (3.34)$$

초고주파 대역에서 사용되는 발진기에 첨가하는 케환은 전류 직렬 케환만이 사용되며, 이는 공통단에 stub를 연결해 주는 구조이다. 3-port 케환 방법에는 단락 stub를 연결하는 방법과 개방 stub를 케환으로 이용하는 방법이 있다. 본 논문에서는 개방 stub를 사용하였다.

3.6 VCTDRO

유전체 공진기 발진기에 Varactor 다이오드를 사용할 경우, Varactor의 접합용량을 변화시켜 공진회로의 공진주파수를 조절함으로써 발진기의 발진주파수를 조절할 수 있다. Varactor 다이오드와 유전체 공진기를 마이크로스트립 라인을 통하여 결합시키기 위한 등가 구조를 그림 3.14에 나타내었고, 결합회로의 구조는 공진 주파수 f_0 에서 특성 임피던스 Z_0 와 전기적 길이 $\beta_c l = 90^\circ$ 인 마이크로스트립 라인의 종단부하 Z_L 에 인가 전압 V_i 에 의해 제어되는 커패시턴스 $C_v(V_i)$ 의 Varactor를 위치시킨다.

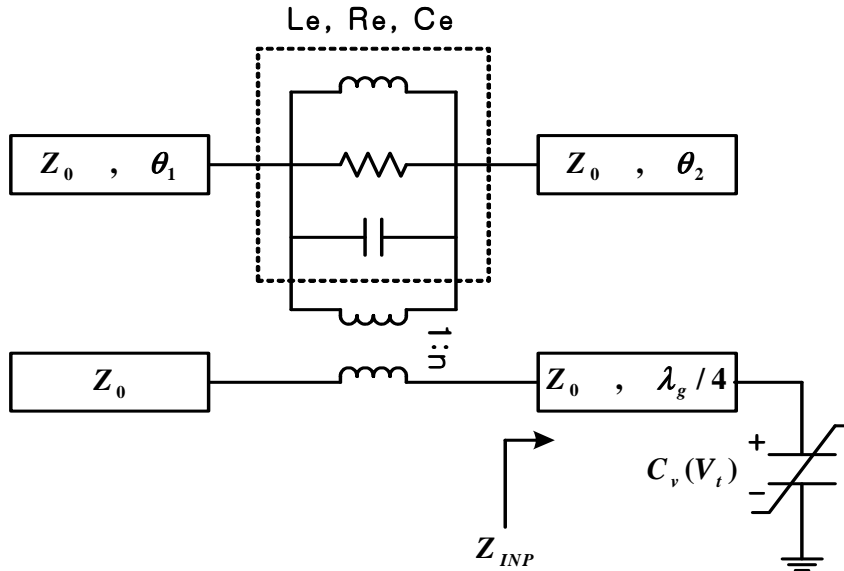


그림 3.14 유전체 공진기와 Varactor 다이오드의 등가 결합구조 모델
Fig. 3.14 Equivalent coupling structure model of dielectric resonator and varactor diode.

이 경우 결합면에서의 임피던스는

$$\begin{aligned}
 Z_{INP} &= Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta_c l}{Z_0 + jZ_L \tan \beta_c l} = \frac{Z_0^2}{Z_L} \\
 &= j\omega Z_0^2 C_v(V_i) = j\omega L_A(V_i)
 \end{aligned}
 \tag{4.1}$$

$$C_v(V_t) = \frac{C_0}{\left(1 + \frac{V_t}{\Phi}\right)^\gamma}$$

이며, 여기서 $C_0 = C_v(0)$, Φ 는 내부전위 상수, γ 는 C-V 특성곡선 기울기를 나타내며, 일반적인 실리콘 다이오드에서 Φ 는 0.7, γ 는 0.46이다. 또한 공진주파수 f_0 에서 튜닝용 마이크로스트립 선로는 $\lambda/4$ 임피던스 변환기가 되고 임피던스는 인덕턴스 $L_\lambda(V_t)$ 로 해석된다.

권선비 n 인 이상적인 변환기(Transformer)의 등가 결합모델을 사용한 해석에서 인덕터 $L_\lambda(V_t)$ 의 권선 결합 인덕턴스 $L_t'(V_t)$ 는 공진기의 등가 인덕턴스 L_e 와 결합하여 인덕턴스 $L_r'(V_t)$ 가 되고, 공진주파수는 식 (4.2)와 같이 전개된다[7],[8].

$$\begin{aligned} \omega(V_t) &= \frac{1}{\sqrt{L_r'(V_t)C_e}} \\ &\approx \omega_0 \left(1 + \frac{L_e}{L_t'(V_t)}\right) = \omega_0 \left(1 + \frac{n^2 L_e}{2Z_0 C_v(V_t)}\right) \\ &= \omega_0 + \Delta\omega(V_t) \end{aligned} \quad (4.2)$$

여기서, 권선 결합 인덕턴스 $L_t'(V_t) = L_t(V_t)/n^2$

$$\begin{aligned} \text{병렬 결합 인덕턴스 } L_r'(V_t) &= L_e \parallel L_t'(V_t) \\ &= L_e L_t'(V_t) / (L_e + L_t'(V_t)) \end{aligned}$$

로 각각 나타내어진다.

이 식에서, 제어되는 주파수 대역폭은 결합이 증가할수록 광대역으로 확장됨을 알 수 있다. 그러나 고정 주파수 발진을 위해서는 2중 선로 결합구조에서 발진기측의 Q를 유지해야 하며, 그러기 위해 낮은 결합 제어가 필요하다.

최종적으로 DRO와 Transistor를 결합한 VCTDRO의 구조 및 등가회로를 그림 3.15에 나타내었다.

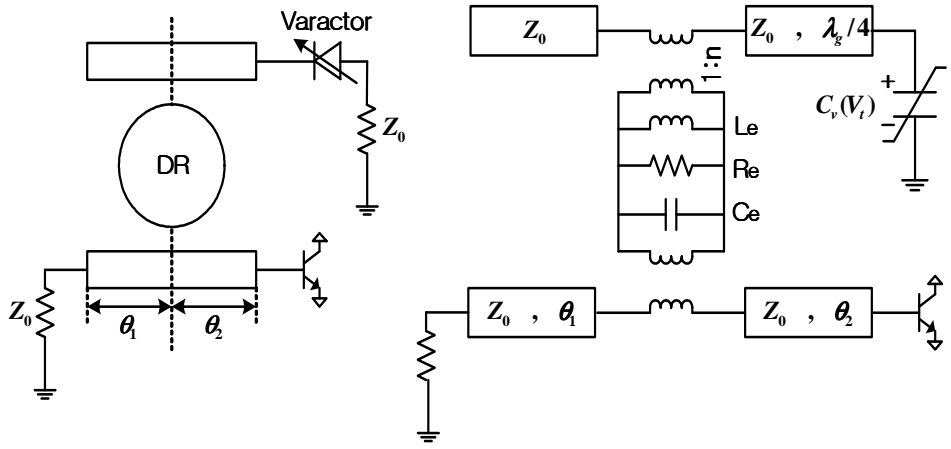


그림 3.15 VCTDRO의 구조 및 등가회로

Fig. 3.15 The structure and equivalent circuit of VCTDRO.

제 4 장 PLDRO의 설계 및 측정

4.1 PLDRO의 구조

본 논문에서 구현하고자 하는 PLDRO(Phase Locked Dielectric Resonator Oscillator)의 구조는 그림 4.1과 같으며 VCDRO, BUFFER AMP, Oscillator로 구성된 마이크로웨이브 부분과 Loop Filter, SPD(Sampling Phase Detector), AMP, TCXO로 구성된 loop 부분으로 구성되어 있다.

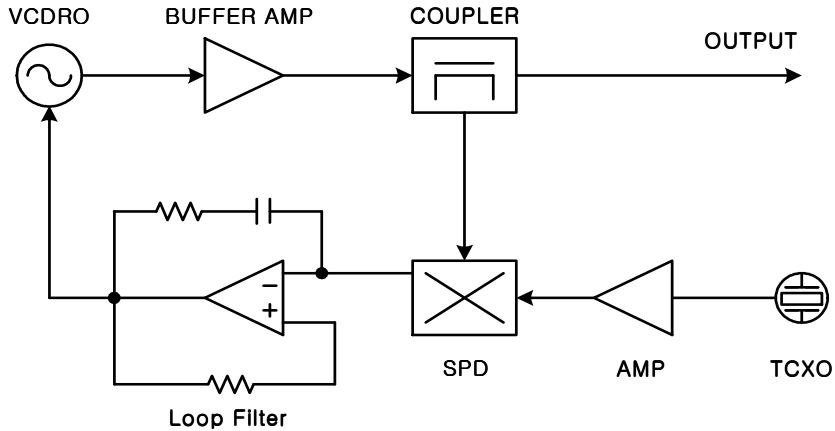


그림 4.1 PLDRO의 구성도

Fig. 4.1 Block diagram of PLDRO.

PLDRO의 기본적인 동작원리는 PLL 회로와 유사하다. 높은 주파수 안정도와 우수한 위상잡음 특성을 갖는 TCXO 신호는 AMP에서 충분히 증폭된 후 SPD에 입력되어 내부의 step recovery diode에서 주기를 갖는 Harmonic 신호를 발생시킨다. 이러한 신호들은 SPD 내부에 있는 schottky barrier diode로 입력되어 COUPLER 거쳐 들어오는 VCDRO 신호를 Sampling 하게 된다. SPD는 Sampling 된 신호와 VCDRO 신호를 비교하여 두 신호간의 위상차가 같으면 DC 전압을 출력하지만 위상차가 다르면 위상차에 대한 비트 전압을 출력하게 된다. 이 비트 전압은 Loop Filter를 거쳐 VCDRO의 주파수 컨트롤 단자로 입력되어 두 신호간의 위상차를 보정

하게 된다. 결국 VCDRO 신호는 TCXO 신호에 항상 phase lock 되어 높은 주파수 안정도와 우수한 위상잡음 특성을 갖게 된다. 본 논문에서는 TCXO의 신호는 Signal Generator를 사용하였다.

4.2 설계 및 제작

4.2.1 유전체 공진기의 설계

본 논문에서는 7 GHz에서 공진하는 유전체 공진기를 설계하기 위하여 원통형 유전체 공진기의 구조와 유전체 공진기와 마이크로스트립라인 간의 구조를 그림 4.2과 그림 4.3에 나타내었다.

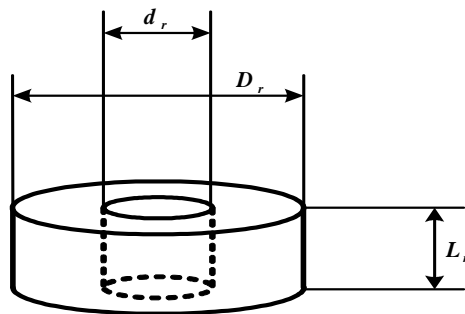


그림 4.2 원통형 유전체 공진기의 구조

Fig. 4.2 Structure of cylinder type dielectric resonator.

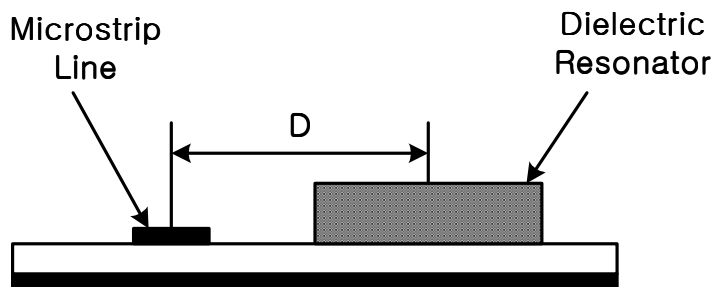


그림 4.3 유전체 공진기와 마이크로스트립 라인의 구조

Fig. 4.3 Structure between dielectric resonator and microstrip line.

표 4.1은 유전체 공진기를 설계하기 위한 각 parameter값을 나타내고 있다. 그림 4.4는 Ansoft사의 Serenade를 이용하여 설계한 유전체 공진기의 회로도이고 그림 4.5는 앞에서 구한 유전체의 각 parameter값을 적용하여 시뮬레이션한 출력 특성이다. 그림 4.5에서 볼 수 있듯이 유전체 공진기의 출력 특성은 대역저지여파기(Band-Stop Filter)의 특성이 나타남을 알 수 있다.

표 4.1 유전체 공진기의 parameter값

Table 4.1 Parameter of dielectric resonator.

Parameter	값
Dr (직경)	8.25 mm
Lr (높이)	3.71 mm
dr (내경)	2.11 mm
ϵ_r	30
Q	10000 이상
D (거리)	1.0 mm
Microstrip ϵ	2.5
Microstrip 두께	0.5 mm

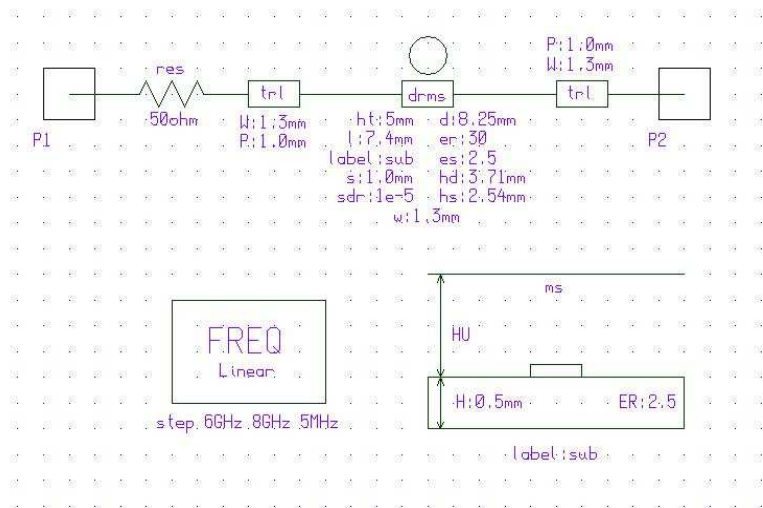


그림 4.4 7 GHz 유전체 공진기의 회로도

Fig. 4.4 Schematic of 7 GHz dielectric resonator.

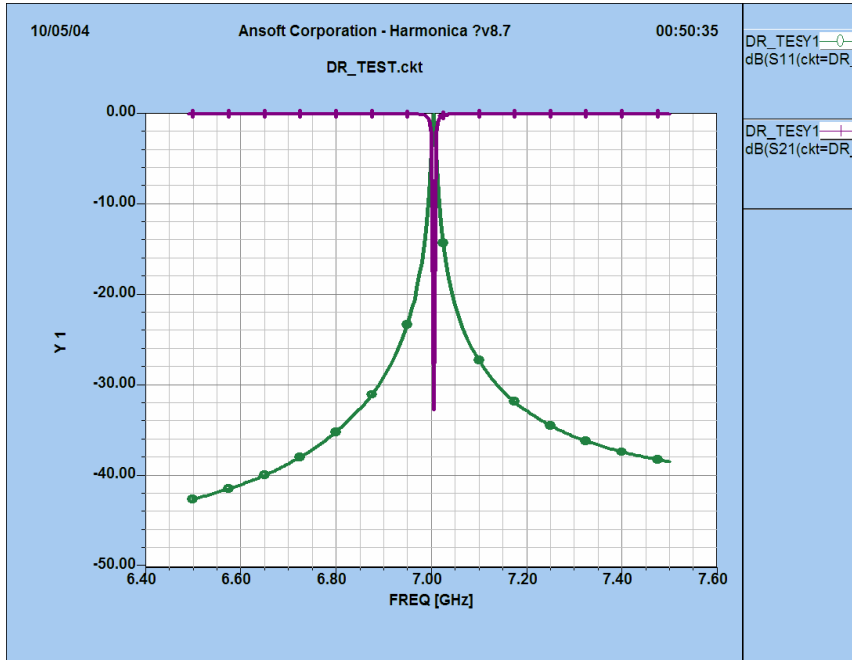


그림 4.5 7 GHz 유전체 공진기의 출력특성
 Fig. 4.5 Output characteristic of 7 GHz dielectric resonator.

그림 4.6과 그림 4.7은 본 논문에서 사용한 유전체 공진기와 마이크로스트립 라인의 거리에 따른 특성을 나타내고 있다. 그림 4.6에서 유전체 공진기와 마이크로스트립 라인의 거리가 멀어짐에 따라 결합계수가 작아짐을 알 수 있고 그림 4.7에서 유전체 공진기와 마이크로스트립 라인의 거리가 멀어짐에 따라 부하 Q가 커짐을 알 수 있다.

4.2.2 제작

제작에 사용된 기판은 Metcraide ($\epsilon = 2.5$, $h = 0.5$ mm)와 FR-4 ($h = 0.6$ mm)이고 능동 소자는 ATF-34143 FET(HP)와 ATF-54143 FET(HP), 주파수 동조용 Varactor 다이오드는 MGV-100-23-E28X (Metelics), DR은 C8733-0325-146-083 (Transtech), SPD는 MSPD1002-E50(Metelics), 그리고 RF 용 칩 콘덴서와 저항 등을 실장한 후 알루미늄 케이스로 차폐하여 제작하였다.

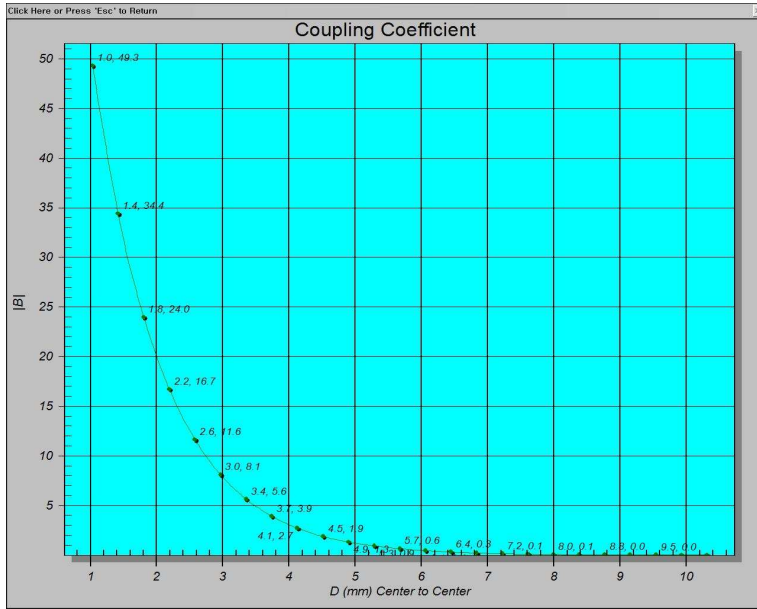


그림 4.6 유전체공진기의 거리에 따른 결합계수 특성
 Fig. 4.6 Coupling coefficient characteristic by distance of dielectric resonator.

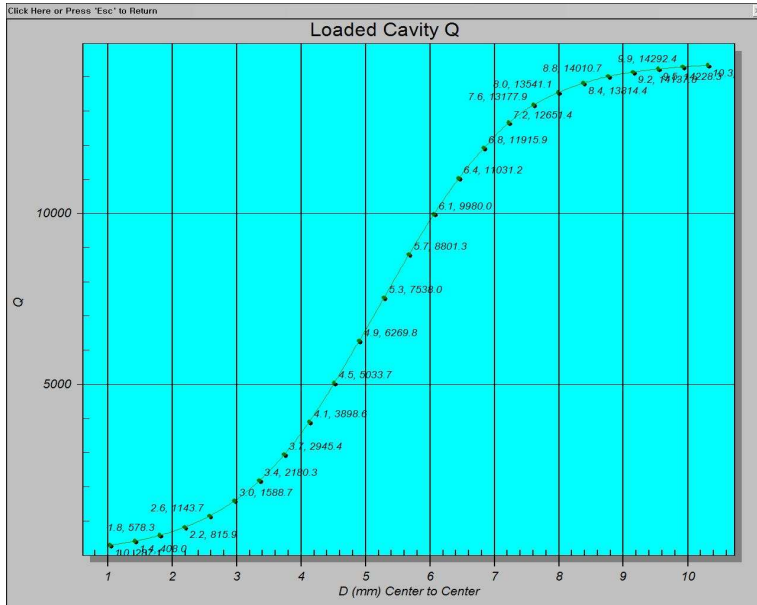
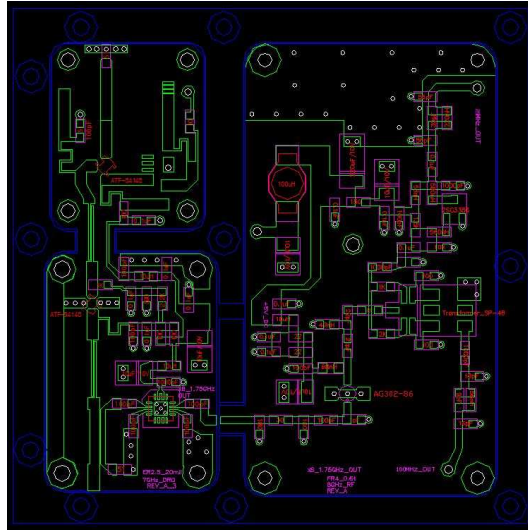
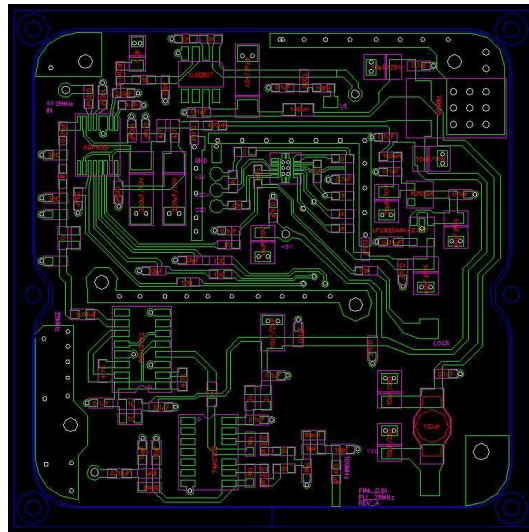


그림 4.7 유전체공진기의 거리에 따른 부하 Q 특성
 Fig. 4.7 Loaded Q characteristic by distance of dielectric resonator.

설계된 발진기의 레이아웃을 그림 4.8에 나타내었으며 그림 4.9는 PLDRO를 구성하는 Microwave Circuit 부분과 RF Circuit 부분을 제작한 실물 사진이다. 그림 4.10은 기계적인 튜닝을 하기 위한 Tuning Screw의 모습을 보여주고 있다.

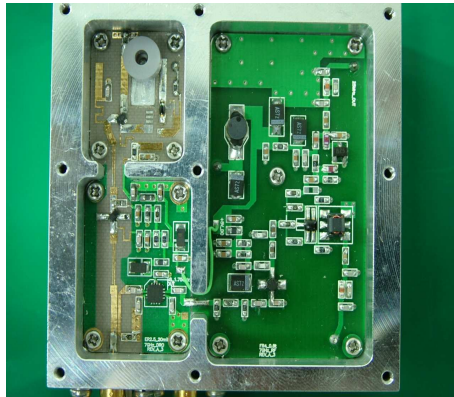


(a)

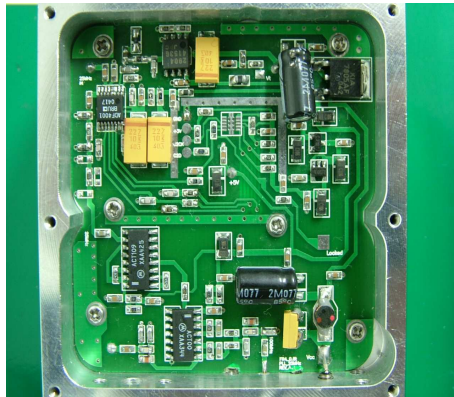


(b)

그림 4.8 레이아웃 (a) M/W 회로부분 ; (b) RF 회로부분
 Fig. 4.8 Layout (a) M/W circuit part ; (b) RF circuit part.



(a)



(b)

그림 4.9 제작된 PLDRO (a) M/W 회로부분 ; (b) RF 회로부분
 Fig. 4.9 Fabricated PLDRO (a) M/W circuit part ; (b) RF circuit part.

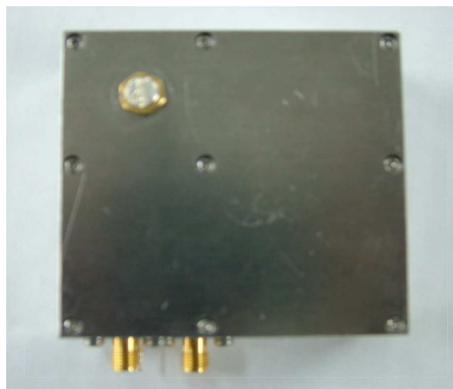


그림 4.10 Tuning screw
 Fig. 4.10 Tuning screw.

4.3 측정 및 결과

본 논문에서 제작한 PLDRO는 알루미늄 케이스를 이용하여 외부로부터의 영향을 차폐시켰으며, 특성은 Spectrum Analyzer (HP 8564E)와 Network Analyzer (HP N3383A)를 이용하여 측정하였다. 그림 4.11은 PLDRO를 측정하기 위한 계측기 구성도입니다.

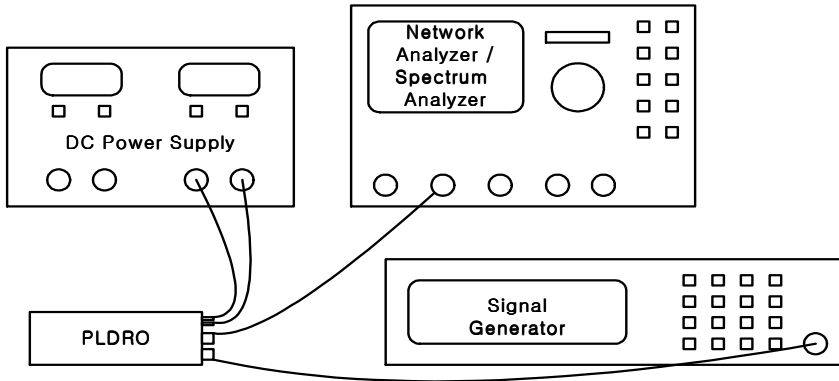
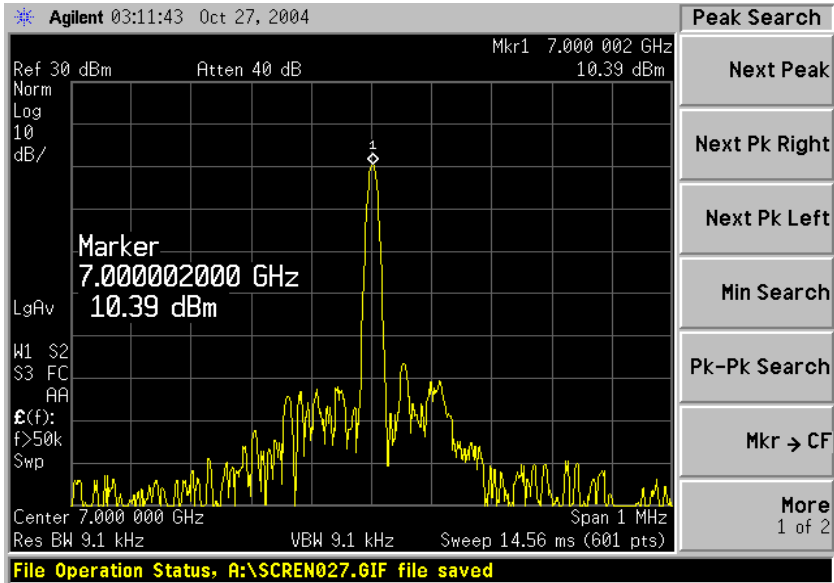


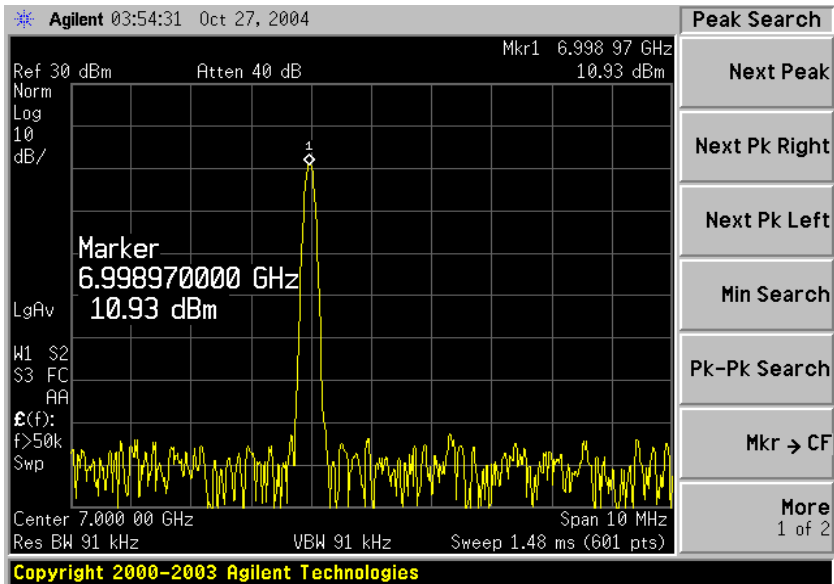
그림 4.11 PLDRO를 측정하기 위한 계측기 구성도

Fig. 4.11 Equipment block diagram for measurement PLDRO.

그림 4.12는 PLDRO의 출력 주파수 특성을 측정한 것을 나타내고 있다. 그림 4.12(a)는 Spectrum Analyzer의 span을 1 MHz로 주었을 때의 PLDRO의 출력 파형으로 중심주파수 7.00 GHz에서 10.39 dBm의 출력을 얻었고 그림 4.12(b)는 Spectrum Analyzer의 Span을 10 MHz로 주었을 때의 PLDRO의 출력 파형으로 중심주파수 6.99 GHz에서 10.93 dBm의 출력을 얻었다. 그림 4.13은 PLDRO의 Harmonics 특성을 측정한 것이다. 그림 4.13(a)는 PLDRO의 반송주파수 7 GHz에서 10.18 dBm의 출력을 보여주고 있고 그림 4.13(b)는 2차 Harmonic 주파수 14 GHz에서 -41.09 dB의 출력을 보여주고 있다. 따라서 PLDRO의 반송주파수와 2차 Harmonic 주파수의 차이는 -51.27 dB임을 알 수 있다. 그림 4.14는 PLDRO의 위상잡음 특성을 측정한 그림이다. 그림 4.14(a)는 Offset 주파수가 10 kHz 일 때의 위상잡음으로 -98.61 dBc/Hz를 얻었고 그림 4.14(b)는 Offset 주파수가 100 kHz 일 때의 위상잡음으로 -102.03 dBc/Hz를 얻었다.



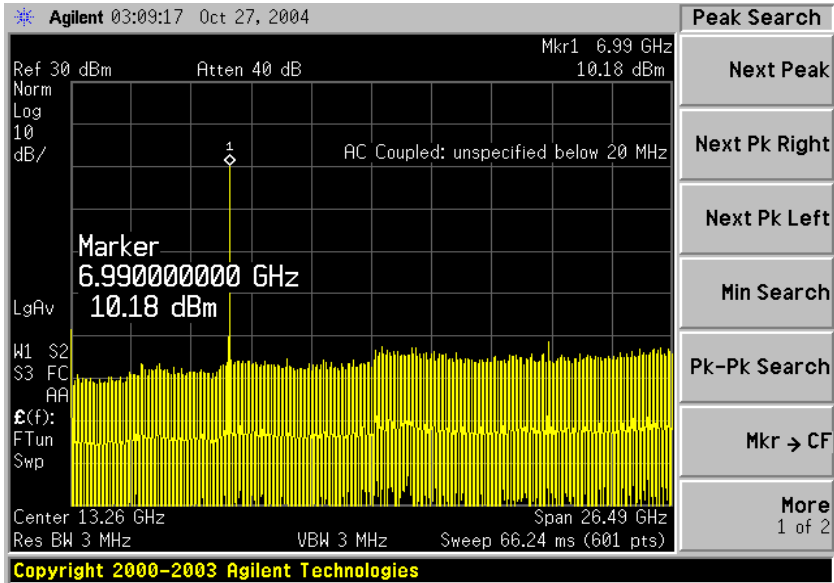
(a)



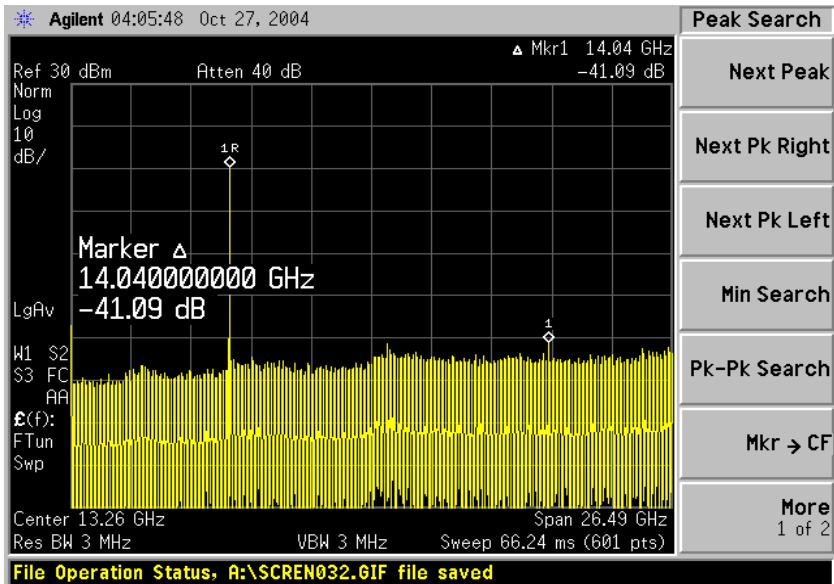
(b)

그림 4.12 PLDRO의 출력주파수 측정 (a) span 1 MHz ; (b) span 10 MHz

Fig. 4.12 Output frequency measurement of PLDRO (a) span 1 MHz ; (b) span 10 MHz.



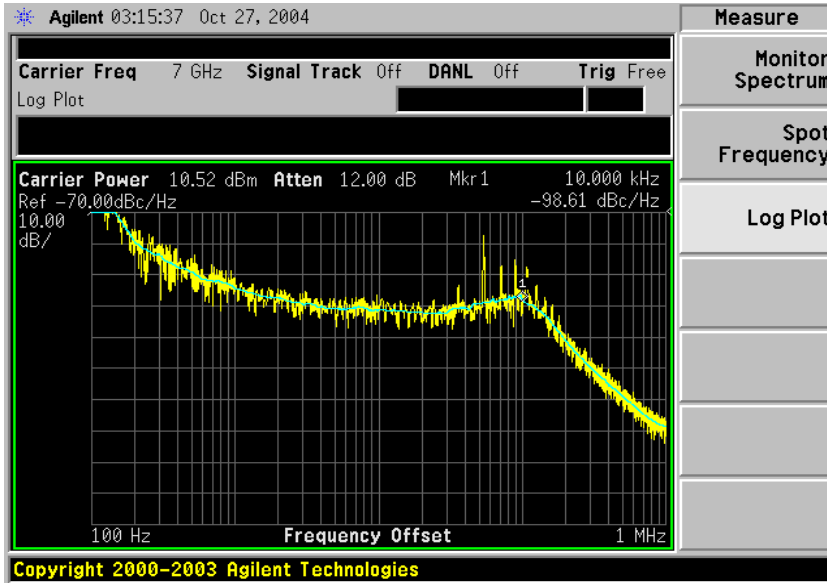
(a)



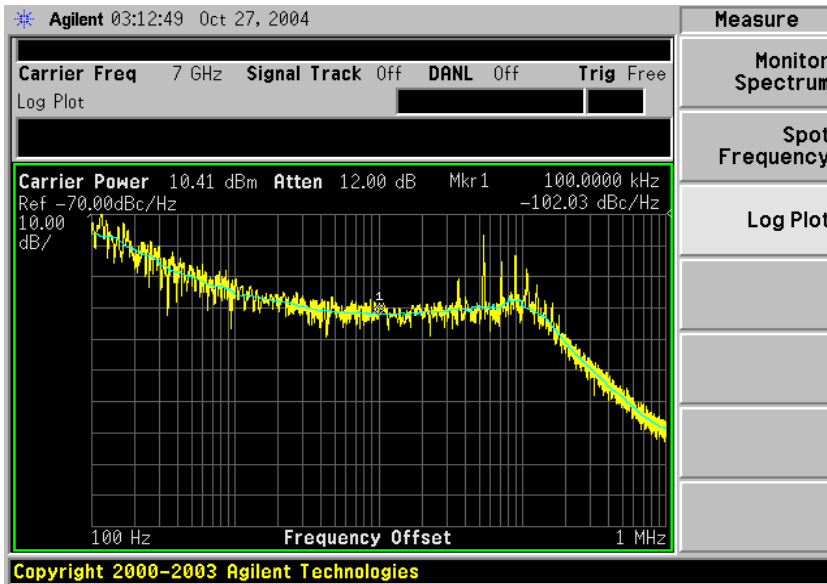
(b)

그림 4.13 PLDRO의 Harmonics 특성 측정 (a) PLDRO의 출력주파수(7 GHz) ; (b) 2차 Harmonic(14 GHz)

Fig. 4.13 Harmonics characteristic measurement of PLDRO (a) Output frequency of PLDRO(7 GHz) ; (b) 2nd harmonic(14 GHz).



(a)



(b)

그림 4.14 위상잡음 특성 측정 (a) 10 kHz offset ; (b) 100 kHz offset

Fig. 4.14 Phase noise characteristic measurement (a) 10 kHz offset ; (b) 100 kHz offset.

본 논문에서 설계 및 제작한 PLDRO와 일부 업체에서 상용화된 PLDRO의 위상잡음과 Harmonics 특성을 비교해 보았다. 표 4.2에 업체와 본 논문에서 설계 및 제작한 PLDRO의 위상잡음과 Harmonics를 나타내었다. 비교 결과 위상잡음 특성은 업체의 위상잡음 특성보다 비슷하거나 낮은 특성을 보여주고 있다. Harmonics 특성은 업체의 Harmonics 특성보다 월등히 뛰어난 것을 알 수 있다.

표 4.2 업체별 PLDRO 위상잡음 비교

Table 4.2 Comparison of phase noise of various PLDRO

제조회사	Frequency(GHz)	Phase Noise @ 100 kHz(dBc/Hz)	Harmonics(dBc)
A사	6.1	-124	-25
B사	7~13	-120	-20
C사	6.1~10	-113	-20
D사	8~12	-110	-20
E사	9~12	-101	-25
Proposed	7	-102	-51.27

제 5 장 결 론

이동통신의 발달은 음성 통화를 기반으로 하는 Cellular 및 PCS 이용자가 유선전화 가입자를 앞지르고 있으며, 이와 같은 시장을 기반으로 초고속 이동인터넷을 구현하기 위한 CDMA-1X EVDO 서비스를 위한 기술 개발에 박차를 가하고 있다.

그 동안 Cellular 및 PCS의 음영지역 개선을 위한 많은 종류의 중계기를 개발하였다. 그러나 기존의 중계기는 이미 상용화가 진행 중인 가변 변조 방식의 EVDO 서비스에 적용할 때, 데이터 전송율을 저하시키는 문제점이 있다. 이동통신에 사용되었던 여러 가지 형태의 중계기 가운데 광중계기, 인빌딩중계기, M/W중계기가 있는데 M/W대역을 이용한 중계장치는 광중계장치, RF 중계장치보다 구축이 빠르고 유지 보수가 간편하며 광선로 임대비나 유지비용이 월등히 낮을뿐만 아니라 RF 중계장치와 같은 발전의 위험이 없다는 장점을 가지고 있다. 따라서 18 GHz를 사용하여 가변변조 방식의 EVDO 신호를 음영지역까지 양질의 전파특성과 높은 데이터 전송율을 유지하여 전송할 수 있는 18 GHz 중계기의 개발이 필요하고 또한 18 GHz 중계기의 개발을 위해선 위상잡음 및 위상흔들림 특성이 개선된 Local Oscillator 개발이 필요하다.

본 논문에서는 18 GHz대역 Microwave 중계기의 송수신부에 사용되는 높은 주파수 안정도와 낮은 위상 잡음특성을 갖는 Local Oscillator를 구현하기 위하여 높은 Q값을 갖는 유전체 공진 발진기(DRO)를 사용하였다. 유전체 공진 발진기를 구현하기 위하여 먼저 원통형 유전체 공진기(Cylindrical DR)를 이용하여 중심 주파수 7 GHz의 유전체 공진 발진기를 설계·제작하였다. 이렇게 설계된 유전체 공진 발진기에 튜닝을 위하여 Varactor 다이오드를 부착하여 VCTDRO를 설계하였고 VCTDRO에 높은 주파수 안정도를 갖는 PLL을 이용하여 Local Oscillator인 7 GHz PLDRO를 설계 및 제작하였고 제작된 PLDRO는 알루미늄 케이스를 이용하여 외부로부터의 영향을 차폐시키고, Spectrum Analyzer와 Network Analyzer를 이용하여 특성을 측정하였다. 또한 업체에서 상용화된 PLDRO와 위상잡음 및 Harmonics 특성에 대해 비교하였다.

본 논문에서는 18 GHz Microwave 중계기의 송수신부에 사용되는 높은

주파수 안정도와 낮은 위상 잡음특성을 갖는 Local Oscillator를 구현하기 위하여 먼저 중심 주파수가 7 GHz인 DRO(Dielectric Resonator Oscillator)를 구현하고 Varactor 다이오드를 사용하여 VCTDRO를 설계하였고 PLL을 사용하여 PLDRO를 설계 및 제작하여 측정하였다.

측정결과에서 살펴봤던 것처럼 주파수 7 GHz에서 출력전력 10 dBm을 얻었고 Harmonics 특성은 반송주파수 7 GHz에서 10.18 dBm, 2차 Harmonic 주파수 14 GHz에서 -41.09 dB의 출력을 보여주어 2차 Harmonic 특성 -51.27 dBc를 얻었다. 또한 위상잡음 특성은 Offset 주파수가 10 kHz, 100 kHz 일 때 각각의 위상잡음 -98.61 dBc/Hz와 -102.03 dBc/Hz를 얻을 수 있었다.

본 논문에서 설계 및 제작한 PLDRO를 일부 업체의 PLDRO와 비교한 결과 위상잡음 특성은 업체의 위상잡음 특성보다 비슷하거나 낮은 특성을 보여주었고 Harmonics 특성은 업체의 Harmonics 특성보다 월등히 뛰어난 것을 알 수 있다.

향후 PLDRO의 위상잡음 특성을 좀 더 개선하여 높은 주파수 안정도와 낮은 위상 잡음특성을 갖는 Local Oscillator로서 주파수합성기에 적용할 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

- [1] Kenneth V Buer and El-Badawy El-sharawy, "A Novel Technique for Tuning Dielectric Resonators", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech, MTT-43:pp36-41, Jan 1995.
- [2] Eric Holzman, Solid State Microwave Power Oscillator Design, Artech House, 1992.
- [3] D. Kajfez and Pierre Guillon, DIELECTRIC RESONATORS, Artech House, 1986.
- [4] Robert Soarse, GaAs MEDFET circuit design, Artech House, 1998.
- [5] Sweet, MIC & MMIC Amplifier and Oscillator, Artech House, 1990.
- [6] Guillermo Gonzalez, Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design, Prentice Hall, 1997.
- [7] 황선화, "유전체 공진기를 이용한 마이크로파 발진기 설계에 대한 연구", 석사학위 논문, 조선대학교, 2000.
- [8] 권헌국, "유전체 공진기를 이용한 전압 제어 발진기의 설계 및 제작", 석사학위 논문, 충남대학교, 1999.

감사의 글

2005년 새해를 맞이하면서 지난 2년의 대학원 생활을 돌이켜보면 긴 시간은 아니었지만 앞으로의 인생지표와 처신에 대해 조금이나마 깨달을 수 있는 시간이었습니다.

본 논문이 있기까지 너무나도 부족한 저를 보살펴주시고 항상 관심어린 격려와 조언을 아낌없이 주셨던 지도교수 조형래 교수님께 머리 숙여 깊은 감사를 드립니다. 그리고 논문의 부족한 점을 보완해주시고 세심한 부분까지 관심을 가져주시며 논문 심사를 맡아주신 민경식 교수님, 정지원 교수님과 항상 따뜻한 가르침을 주신 김동일 교수님, 강인호 교수님, 김기만 교수님께도 감사드립니다. 또한 어려울 때 격려해주시고 깊은 사랑을 주신 PSB 부산방송의 원영수 국장님께 감사의 마음을 전합니다.

이동통신 연구실이라는 큰 인연으로 만나 2년의 대학원 생활을 같은 연구실에서 동고동락하면서 저의 질문에 대해 언제나 친절하게 설명해 주신 태경이형, 그림자처럼 항상 붙어다니면서 챙겨주신 종호형, 외국에서 고생하고 있는 수홍이, 학과 조교업무로 항상 바빴던 민지, 졸업 후에도 걱정해주시고 저의 갈 길을 조언해 주신 용진이형, 형도형, 성진이형, 만난지는 얼마되지 않았지만 인생의 선배로서 좋은 말씀을 주셨던 종욱이형에게 감사드립니다. 마이크로과 연구실의 항상 웃음을 주시고 저를 아껴주신 준영이형, 컴퓨터에 대해 모르는게 없으신 동한이형, 절친한 친구 도연이, 중국에서 우리나라로 유학와서 중국어를 가르쳐주던 Lui, 나를 항상 잘 따르던 재현이, 정현이, 대훈이, 신자, DSP 연구실의 터줏대감 외형이형, 안테나 연구실의 저를 항상 아껴주시던 지원이형, 곰돌이 철근이, 잠꾸러기 종현이, 같이 실험하느라 고생한 영환이, 예의바른 후배 동진이와 진우, 위성통신 연구실의 대학원 동기 상진이, 인사 잘하는 인기에게 고마운 마음을 전합니다.

마지막으로, 편찮으신 몸으로 묵묵히 뒷바라지 해주시고 넘치는 사랑으로 항상 저를 걱정해주신 아버지, 어머니, 같이 대학원 생활을 하느라 고생한 동생과 함께 이 기쁨을 함께 나누고 싶습니다.

다시 박사라는 새로운 대학원 생활을 이어가면서 석사 때와는 다르게 인성적으로는 더욱 성숙되고 학문적으로는 심도있고 참신해질 수 있는 발전된 모습이 될 수 있도록 최선을 다하여 매진할 것을 마음속 깊이 되새기며 지금까지 저를 이끌어주신 많은 분들께 다시 한번 감사드립니다.