

Ku-band 위성방송수신용 고안정 DRO에 관한 연구

鄭天錫
電子工學科

<요 약>

본 연구에서는 Ku-band 위성방송 수신장치를 위하여 유전체 공진기를 이용한 GaAs MESFET 고안정 발진기 DRO를 설계하여 구현하였다. 유전체 공진기와 마이크로스트립 선로 사이의 결합계수 β 가 공진기의 Q_{ex} 값에 미치는 관계식을 해석적으로 유도하였다. 발진기의 결합감도 ($\partial\tau_r/\partial\beta$)를 0.5이하로 유지시키기 위해 유전체 공진기와 기판 사이에 Spacer를 삽입한 발진기를 제작하여 Spacer가 없는 경우와의 반사계수 특성을 비교하였다.

이 발진기의 최대출력은 5dBm이었고, 0~100℃ 온도변화 범위 내에서 발진주파수의 편차는 10.678 GHz \pm 100KHz (p-p)이었다. Spacer를 삽입한 결과 발진기의 주파수 온도 안정성이 2배정도 개선되었다.

A study on the highly stable Dielectric Resonator Oscillator for a Ku-band Satellite Broadcasting Systems

Jung, Chun-Suk
Dept. of Electronics

<Abstract>

In this study, a highly stable GaAs MESFET oscillator using the dielectric resonator for Ku-band satellite broadcasting systems was designed and implemented. The relationship equation between the coupling coefficient β and the Q_{ex} value by coupling the dielectric resonator and the microstrip line was obtained analytically.

In order to keep the coupling sensitivity ($\partial\tau_r/\partial\beta$) of the oscillator less than 0.5,

a spacer was interposed between the dielectric resonator and the substrate, the characteristics of the reflection coefficient of the oscillator with the spacer was compared with those of the oscillator without the spacer.

The maximum output power of the oscillator was 5 dBm, and the frequency drift, which shows the frequency temperature stability, was $10.678\text{GHz} \pm 100\text{KHz}$ (p-p) within the range of the temperature variation of $0\sim 100^\circ\text{C}$. The frequency temperature stability of the oscillator was doubled as a result of the interposition of the spacer.

1. 서 론

1945년 Arthur C. Clarke가 "Wireless-World"의 기사에서 정지 위성(Geosynchronous Satellite) 통신을 시사한 이후, 국제간의 정보통신망이 증대하고 서비스가 다양화됨에 따라, 1966년 정지 궤도 위성인 INTELSAT의 Early Bird에 의해 최초의 상용 위성통신 서비스가 개시되었다. 현재 세계 여러 나라는 자국의 통신위성을 보유하여, 음성, 영상 및 데이터를 신속하게 교환하므로써 국제및 국내의 정보교환 및 공용방송수단에 이용하고 있으므로 위성통신은 향후 미래 통신의 발전에 큰 역할을 할 것으로 기대되어진다. 이에 우리나라에서도 방송위성시스템 개발을 위한 기술축적을 목표로 설정하여, 신규 서비스개발단계(1995~1997), 위성통신 기술능력확인단계(1998~2001), 실용 위성시스템의 독자개발단계(2002~2005)의 계획이 수립되고, 95년 6월부터 무궁화 1,2호가 발사될 예정으로 있으며, 90년대 말에는 위성방송이 실현될 것이다.

세계 무선 통신 주관회의(WARC: World Administrative Radio Conference)의 결정으로 우리나라는 일본, 파푸아뉴기니아 등과 같이 제 3지역에 속하여 11.7~12.2GHz (Ku-band)대역의 24개 채널중 제 2채널로부터 제 12채널까지의 짝수 채널 6개를 할당받았다. 따라서 위성수신 장치의

Down Converter에서는 수신된 Ku-band 신호를 IF신호로 변환하기 위한 국부발진기가 필요하다. 그러므로 이 위성수신시스템을 위하여 보다 효율적이고 소형인 마이크로웨이브 발진기에 GaAs MESFET가 이용되고 있다. 그러나 GaAs MESFET를 이용한 발진기는 부피가 작고 저잡음특성을 갖고 있는 반면에 주파수 선택도가 낮고 주파수 온도특성이 나쁜 것이 단점으로 알려져 있다.²⁾

이러한 단점들을 보완하기 위하여 유전체 공진기를 이용한 개선된 특성을 갖는 공진기에 관한 연구가 많이 진행되고 있다. 따라서 본 논문에서는 마이크로스트립 선로와의 반사계수와 External Quality Factor (Q_{ext})를 파라미터로 하고 유전체 공진기와 기판 사이에 Spacer를 배치하여 보다 높은 온도 안정성을 갖는 유전체공진 발진기를 설계 구현후 그 특성을 실험측정하였다.

2. 유전체 공진 발진기

위성방송용으로 할당된 12GHz대는 강우에 의한 전파전파(電波傳播) 감쇠가 작고 소형의 수신안테나와 수신장비만 갖추면 수신 가능하다. 그러나 이 Ku-band의 신호는 도파관이나 동축케이블로 통과할 때 감쇠가 급격하므로, 이 대역의 수신기 설계시 감쇠나 잡음을 최소화 하기 위해서는 낮

은 주파수로 주파수 변환을 해야한다. 그러므로 이러한 위성방송수신기(LNB)의 구성요소인 국부발진기는 발진주파수의 고안정이 요구되므로, 온도변화에 대한 고안정도와 저손실, 높은 Q값을 갖는 유전체 공진기가 IMPATT Diode 또는 GaAs MESFET 등의 능동소자와 결합한 발진기 형태가 주로 사용된다. 그러나 IMPATT Diode로 구성된 발진기는 발진회로의 구조가 복잡하고 가격이 비싸다. 그러므로 본 연구에서는 발진효율이 좋고 저잡음 특성을 갖는 GaAs MESFET를 능동소자로 하여 Source-Gate간의 내부용량을 이용하여 외부귀환회로가 필요 없는 Source접지방식으로, 유전체 공진기를 Gate위에 구성한 입력정합 형태로하는 온도변화에 대해 높은 안정도와 낮은 위상잡음을 갖는 유전체 공진 발진기를 설계하였다.

2.1 유전체 공진기와 마이크로스트립과의 결합계수

유전체 공진기(dielectric resonator, DR)는 높은 유전율을 갖는 세라믹재료로서, 유전율이 높기 때문에 전자파 에너지는 DR내에 국한되며, DR에서의 공진은 DR의 유전체와 주변경계 사이에서의 에너지 반사에 의하여 발생한다. 유전체 공진기의 주요 문제점은 Q가 높은 재료일수록 유전율의 온도 안정성이 떨어진다는 점이다. 그러나 최근에 들어 유전율이 30~40 범위 내에 있으면서, 공진 주파수의 온도 변화가 최소인 재료들이 개발되었다. 본 연구에 사용한 유전체 공진기는 직경 5.56mm, 높이 2.24mm, 비유전율38.2, Q값이 6300인 Murata사의 DRT 051U020을 사용하였고, GaAs MESFET는 미쓰비시사의 MGF 1302를 사용하였으며, 비유전율 2.45, 두께가 0.762mm인 Teflon fiber 기판을 이용하여 발진기를 제작한다. DR와 마이크로스트립 선로와의 결합식은 다음과

같은 가정을 하여 구하였다.³⁾

a) DR에서 이루어지는 주발진 모우드는 Magnetic Dipole의 필드구조와 밀접한 TE_{01} 이며, 마이크로스트립에서의 전자파모우드는 준-TEM이다.

b) 전자계 부정합에 의하여 일어나는 마이크로스트립에서의 반사손실은 무시한다.

c) 전자파는 마이크로스트립내로 침투할 수 없고, DR(TE_{01} 모우드)와 마이크로스트립(준-TEM) 사이의 결합은 주로 반경의 자기성분 H_r 의하여 이루어진다.

DR-마이크로스트립 선로와의 전자계 분포는 그림 2-1과 같다.

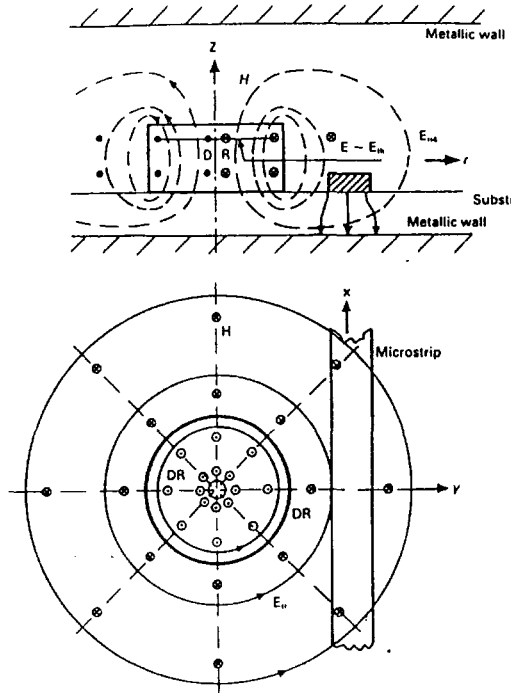


그림 2-1. DR-마이크로스트립계의 전자계 분포

Fig. 2-1. Field distribution of DR-microstrip system

DR-마이크로스트립계의 결합등가회로를 나타내면 그림 2-2와 같다.

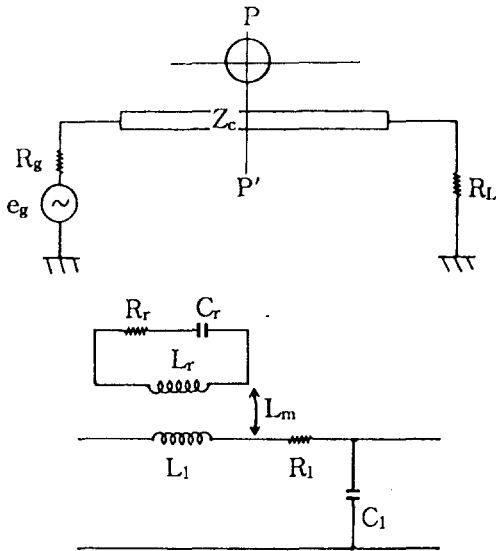


그림 2-2. DR-마이크로스트립선로와의 결합등가회로

Fig. 2-2. Equivalent circuit of a DR coupled with a microstrip line

그림 2-2의 등가회로에서 L_m , L_r , C_r , R_r , L_1 , C_1 , R_L 은 DR와 마이크로스트립선로의 등가 파라미터들이고, L_m 은 자기결합의 크기를 나타낸다.

선로와 직렬로 연결된 결합영역에서의 입력임피던스 Z_i 는 다음과 같이 주어진다.

$$Z_i = j\omega L_1 \frac{\omega^2 L_m^2}{R_r + j\omega(L_r - 1/\omega^2 C_r)}$$

그런데 공진주파수 부근에서는 ωL_1 은 무시될 수 있으므로,

$$Z_i = \frac{Z(\omega_0)}{1 + jX} \quad (2-2)$$

$$Z(\omega_0) = \omega_0 Q_u \frac{L_m^2}{L_r} \quad (2-3)$$

여기에서, ω_0 와 Q_u 는 각각 공진시의 각주파수와 무부하 Q이다.

$$X = \frac{2\Delta\omega}{\omega_0 - \omega}$$

$$\Delta\omega = \omega - \omega_0$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$$

무부하시 Q는

$$Q_u = \frac{\omega_0 L_r}{R_r}$$

이다.

공진시에 $X=0$ 이므로 식(2-2)는 식(2-3)과 같아진다.

$$Z_i = Z(\omega_0) = \omega_0 Q_u \frac{L_m^2}{L_r}$$

그림 2-2를 단순화하여 변환등가회로를 나타내면 그림 2-3과 같다.

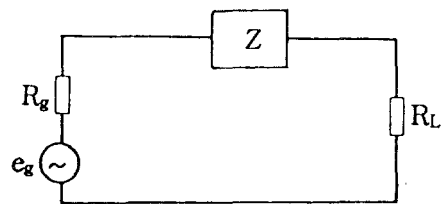


그림 2-3. 변환등가회로

Fig. 2-3. Transformed equivalent circuit

외부 Q인 Q_{ex} 에 의하여 특성지어지는 결합계수는 다음과 같이 주어진다.

$$Q_{ex} = \frac{R_{ex}}{Z(\omega_0)} Q_u \quad (2-4)$$

여기서 R_{ex} 는 제너레이터저항 R_g 와 선로 부하저항 R_L 의 합이며, 제너레이터와 선로가 정합이 되면 $R_g = R_L = Z_c$ 의 관계를 갖는다. 여기서 Z_c 는 선로의 특성임피던스이다.

$R_{ex} = 2Z_c = R_g + R_L$ 을 식(2-4)에 대입하여 결합계수를 구하면 다음과 같이 된다.

$$\beta = \frac{Q_u}{Q_{ex}} = \frac{\omega_0 Q_u L_m^2}{2Z_c L_r} \quad (2-5)$$

윗 식에 의하여 Q_{ex} 를 구하면 다음과 같이 된다.

$$Q_{ex} = 2 \frac{Z_c}{\omega_0} \left(\frac{L_m^2}{L_r} \right)^{-1} \quad (2-6)$$

식(2-6)에서 Q_{ex} 는 L_r/L_m^2 의 함수임을 알 수 있으며, L_r/L_m^2 을 구하면 Q_{ex} 의 값을 구할 수 있다. 그리고 유전체 공진기를 Magnetic Dipole의 필드구조로 동작한다고 가정하여 유전체 공진기 상에 흐르는 전류를 I_r 이라고 놓으면, 이 전류에 의하여 마이크로스트립 선로에 유기되는 전압은

$$e = j \omega L_m I_r \quad (2-7)$$

로 나타낼 수 있다.

그리고 이 유도된 전압은 마이크로스트립 기관상의 단면적 S 를 통해 흐르는 자속 H 로부터 계산을 할 수도 있다.

$$e = j\omega\mu_0 \iint_s H \, dS \quad (2-8)$$

또한, 유전체 공진기에 축적된 에너지는 다음과 같이 얻어진다.

$$W_m = \frac{1}{4} L_r I_r^2 \quad (2-9)$$

식 (2-5)~(2-7) 을 식 (2-4)에 대입하면 결합관계를 나타내는 Q_{ex} 는 다음같이 주어진다.

$$Q_{ex} = \frac{Z_c}{\omega_0 \mu_0^2} \frac{W_m}{\left[\iint_s H \, dS \right]^2} \quad (2-10)$$

그림 2-2에 보인 바와 같이 결합계수는 공진주파수에서 공진기 결합저항 R 과 공진기의 외부저항 R_{ex} 와의 비로 정의 된다.

$$\begin{aligned} \beta &= \frac{R}{R_{ex}} = \frac{R}{2Z_0} = \frac{S_{11}}{1-S_{11}} \\ &= \frac{1-S_{21}}{S_{21}} \frac{S_{11}}{S_{21}} \end{aligned} \quad (2-11)$$

그리고 결합계수 β 는 유전체 공진기와 마이크로스트립 선로와의 거리의 함수이며 다음과 같은 관계는 잘 알려져 있는 사실이다.

$$Q_u = Q_L (1+\beta) = \beta Q_{ex} \quad (2-12)$$

여기서 Q_u , Q_L 그리고 Q_{ex} 는 각각 무부하, 부하, 외부 Q 를 나타낸다.

$Q_{ex} (=Q_u/\beta)$ 는 공진기와 마이크로스트립 선로 사이의 거리 d 가 증가할수록 Q_{ex} 도 증가하므로, β 와 Q_{ex} 와는 반비례관계특성을 갖는다. Q_u , Q_L 그리고 Q_{ex} 에 대한 주파수편이를 S_{11} 평면상에 궤적을 그리기 위하여 그림 2-2의 유전체 공진기의 평면 PP'에서 Z_{in} 을 구하면 다음과 같이 주어진다.

$$Z_{in} = Z_0 \frac{R}{1+j2Q_u\delta} \quad (2-13)$$

여기서 $\delta=(f-f_0)/f_0$ 로서 정규화된 주파수 편이다.

식 (2-11)과 (2-12)를 식 (2-13)에代入하면 정규화 입력임피던스 $z_{in} = \frac{Z_{in}}{Z_0}$ 은 다음과 같이 되고

$$\begin{aligned} z_{in} &= 1 + \frac{2\beta}{1+j2Q_u\delta} \\ &= 1 + \frac{2\beta}{1+j2Q_l\delta(1+\beta)\delta} \\ &= 1 + \frac{2\beta}{1+j2Q_{ex}\beta\delta} \end{aligned} \quad (2-14)$$

여기서, 각각의 Q에 대응하는 정규화 주파수편이는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \delta_u &= \pm \frac{1}{2Q_u}, \quad \delta_l = \pm \frac{1}{2Q_l} \quad \text{그리고} \\ \delta_{ex} &= \pm \frac{1}{2Q_{ex}} \end{aligned} \quad (2-15)$$

예로서, Q_u 의 임피던스 궤적은 식 (2-14)와 (2-15)로부터 다음과 같이 구해진다.

$$(z_{in})_u = 1 + \frac{2\beta}{1\pm j} \quad (2-16)$$

식 (2-11)을 사용하면

$$(z_{in})_u = \frac{1}{1-S_{11}} + j \frac{S_{11}}{1-S_{11}} \quad (2-17)$$

이 된다. 또한 반사계수는

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{(z_{in})_u - 1}{(z_{in})_u + 1} \\ S_{11} &= \frac{S_{11}}{\sqrt{S_{11}^2 - 2S_{11} + 2}} e^{\pm j \tan^{-1}(1-S_{11})} \end{aligned} \quad (2-18)$$

이다.

등가회로에서 반사계수와 전송계수 사이에는 다음의 관계가 있다.

$$S_{11} + S_{21} = 1 \quad (2-19)$$

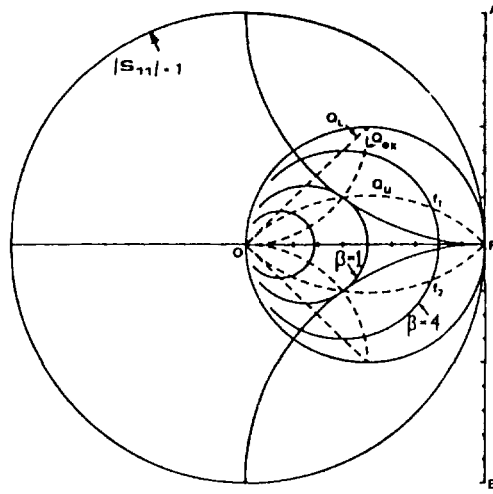
그러므로 투과계수 (S_{21}) 평면에서 Q_u 에 대한 관계는 식 (2-19)로 부터 얻어질 수 있다. 일반적으로 보기1은 반사계수 S_{11} 과 투과계수 S_{21} 인 평면에서의 각각의 Q의 궤적에 대한 관계를 나타낸다. 그림 2-4는 공진기와 마이크로스트립 선로 사이의 결합계수 β 의 여러 값에 대한 각각의 Q의 궤적을 나타낸다. 예로서 Q_u 는 다음과 같이 표시된다.

$$Q_u = f_0 / (f_1 - f_2) \quad (2-20)$$

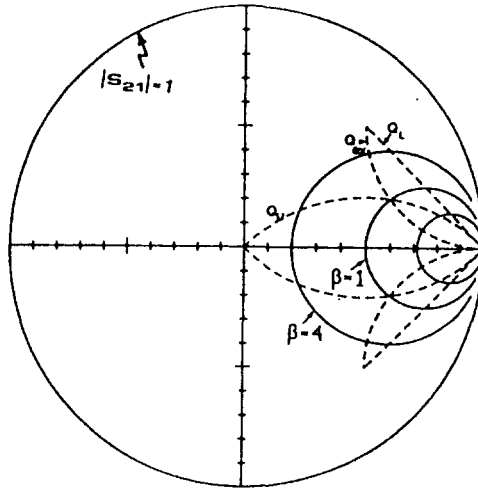
여기에서 f_0 는 공진주파수이다.

보 기 1

	REFLECTION COEFFICIENT S_{11}		TRANSMISSION COEFFICIENT S_{21}	
	$ S_{11} $	$\angle S_{11}$	$ S_{21} $	$\angle S_{21}$
Q_u	$\frac{S_{11}}{\sqrt{S_{11}^2 - 2S_{11} + 2}}$	$\pm j \tan^{-1}(1-S_{11})$	$S_{21} \sqrt{\frac{2}{1+S_{21}^2}}$	$\pm j \tan^{-1} \left(\frac{1-S_{21}}{1+S_{21}} \right)$
Q_l	$\frac{S_{11}}{\sqrt{2}}$	$\pm \frac{\pi}{4}$	$\frac{\sqrt{1+S_{21}^2}}{2}$	$\pm j \tan^{-1} \left(\frac{1-S_{21}}{1+S_{21}} \right)$
Q_{ex}	$\frac{S_{11}}{\sqrt{1+S_{11}^2}}$	$\pm j \tan^{-1} S_{11}$	$\frac{\sqrt{2(S_{21}^2+1)-6S_{21}(S_{21}^2+1)+9S_{21}^2}}{(S_{21}^2-2S_{21}+2)}$	$\pm j \tan^{-1} \left(\frac{S_{21}^2-2S_{21}+1}{S_{21}^2-S_{21}+1} \right)$



(a)



(b)

그림 2-4. Q_u , Q_L 그리고 Q_{ex} 의 궤적

a) 반사계수평면

b) 투과계수평면

Fig. 2-4. Loci Q_u , Q_L and Q_{ex}

a) reflection coefficient plan

b) transmission coefficient plane

2.2 발진 조건

본 논문에서 구현하고자 하는 2단자 발진기모델은 그림 2-5와 같다.

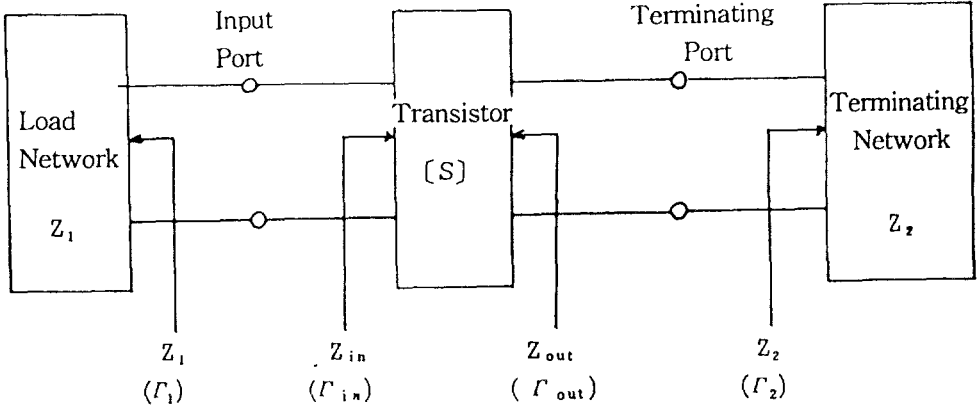


그림 2-5. 2단자 발진기 모델
Fig. 2-5. Two port oscillator model

이 모델에서 능동소자에 대한 산란행렬은

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (2-21)$$

이고, 주변회로에 대한 산란행렬은 다음과 같다.

$$S' = \begin{bmatrix} \Gamma_1 & 0 \\ 0 & \Gamma_2 \end{bmatrix} \quad (2-22)$$

위 식에서 S_{11} 는 기준 특성임피던스를 50 Ω으로 정의하였을 때의 반사계수를 나타낸다. 단자 1을 반사계수 Γ_1 의 회로로 종단했을 때, 단자 2에서 들여다 본 반사계수를 Γ_{out} 이라고 하면

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_1}{1-S_{11}\Gamma_1} \quad (2-23)$$

같은 방법으로 단자 1에서 들여다 본 반사계수 Γ_{in} 을 구하면 다음과 같다.

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_2}{1-S_{22}\Gamma_2} \quad (2-24)$$

이 모델에서 입력회로가 발진할 때

$$\Gamma_{in} \Gamma_1 = 1 \quad (2-25)$$

이므로 식 (2-24)를 식 (2-25)에 대입하여 정리하면,

$$\Gamma_1 = \frac{1}{\Gamma_{in}} \frac{1-S_{11}\Gamma_2}{S_{11}-\Delta\Gamma_2} \quad (2-26)$$

이 되고, 여기서 $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$ 이다.

식 (2-26)을 Γ_2 에 대해 정리하면

$$\Gamma_2 = \frac{1-S_{11}\Gamma_1}{S_{22}-\Delta\Gamma_1} \quad (2-27)$$

이 되고, 식 (2-23), (2-24)로부터,

$$\Gamma_{out} \Gamma_2 = 1 \quad (2-28)$$

이 되므로, 식 (2-25)와 식 (2-28)로부터 입력단이 발진하면 출력단도 발진하여야 함을 알 수 있다.

2.3 발진주파수

쇼트키장벽 게이트 FET인 MESFET의 차단주파수는 트랜지스터를 만드는 방법에 따라 달라지며, 광대역 집중정수소자로 본 차단주파수는 다음 식으로 주어진다.³⁾

$$f_{co} = \frac{g_m}{2\pi C_{gs}} = \frac{V_s}{4\pi L} \quad [\text{Hz}] \quad (2-29)$$

여기서, g_m = 전달 컨덕턴스, L = 게이트 길이, V_s = 포화 드리프트 속도이다.

최대 발진주파수는 분포정수회로에서의 전달컨덕턴스와 드레인저항값에 따라 다르며 다음과 같다.⁴⁾

$$f_{max} = \frac{f_{co}}{2} (g_m R_d)^{1/2} = \frac{f_{co}}{2} \times \left[\frac{\mu E_p (\mu_m - \rho)}{V_s (1 - \mu_m)} \right]^{1/2} \quad [\text{Hz}] \quad (2-30)$$

여기서,

E_p = 채널의 핀치오프 영역의 전계,

μ_m 전자의 이동도 μ 의 포화 정규화 값

$$\rho = \left(\frac{|V_g|}{V_p} \right)^{1/2}; \text{ 핀치오프전압에 대한 정규화 게이트전압}$$

게이트 길이가 $10\mu\text{m}$ 이하인 GaAs FET의 최대발진주파수는 실험적인 방법으로 다음과 같이 알려져 있다.

$$f_{max} = \frac{3.3 \times 10^3}{L} \quad [\text{Hz}] \quad (2-31)$$

그러나 입출력이 정합되어 있는 경우의 최대전력이득을 얻는 범위 내에서 최대 동작주파수는 다음과 같다.⁵⁾

$$f_{max} = \frac{f_{co}}{2} \left(\frac{R_d}{R_s + R_g + R_i} \right)^{1/2} \quad [\text{Hz}] \quad (2-32)$$

여기서 R_s = 소스저항, R_g = 게이트의 급속화 저항, R_i = 입력저항.

그러나, 일반적으로 발진기는 공진회로가 부성저항 임피던스를 갖는 부하로 부터 n ($\lambda/2$) 점에 위치되고, $|\Gamma| e^{jb}$ 의 부하반사계수에 의해 전송선에 결합될 때, 발진주파수 f 는 $\frac{\partial B_t}{\partial f} > 0$ 의 조건 아래에서 전체 서셉턴스 $B_t=0$ 으로 놓고 구할 수 있다.⁶⁾

$$B_t = 2Q_0 \left(\frac{f - f_r}{f_r} + \frac{f_r - f_0}{f_r} \right) \frac{f_r}{f_0} + \frac{2\beta Q_r \frac{f - f_r}{f_r} - b \left[1 + 4Q_r^2 \left(\frac{f - f_r}{f_r} \right)^2 \right]}{\left(1 + \beta + a - 2bQ_r \frac{f - f_r}{f_r} \right)^2 + (b + 2Q_r(1 + a) \left(\frac{f - f_r}{f_r} \right))^2} = 0 \quad (2-33)$$

여기에서,

$$a + jb = \frac{1 + |\Gamma| e^{jb}}{1 - |\Gamma| e^{jb}} \quad - 1 \approx 2|\Gamma| e^{jb}$$

이다. 그리고

f_0 = 불안정한 발진기의 발진 주파수

Q_0 = 불안정한 발진기의 Q_{ex} 값

f_r = 공진주파수

Q_r = 공진회로의 Q 값

β = 공진회로와 전송선로사이의 결합계수이다.

2.4 온도에 대한 발진주파수 안정성

발진주파수와 온도계수사이의 기본적인 관계는 유전체 공진기를 기판상에 부착하는 방법 즉, Spacer의 존재여부(d=0, 0.5mm)에 따라 달라지며, 결합계수와 온도계수 $\tau_r (=df_r/f_r \cdot dT)$ 와의 관계를 나타내는 그림 2-6에 그 효과가 나타나 있다.

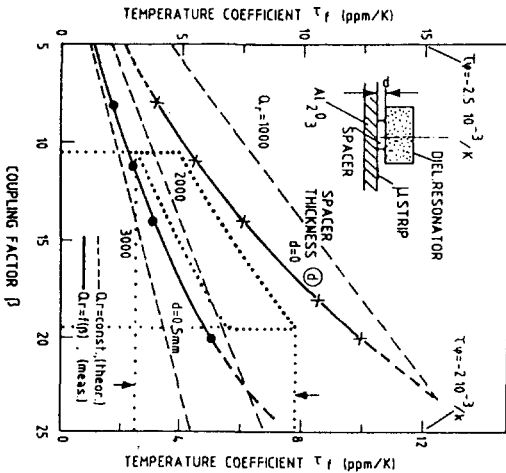


그림 2-6. 부착조건에 따른 공진기의 최적 온도 계수에 대한 결합계수 β 의 영향

Fig. 2-6 Influence of coupling factor β on optimum temperature of dielectric resonator for mounting conditions

발진주파수, 온도계수, 유전체공진기와 마이크로스트립간의 결합계수 β , Spacer를 가진 유전체 공진기 Q_r 와 능동회로의 위상변이 $(\frac{\partial\phi}{\partial T})$ 의 관계는 다음 식으로 주어진다.

$$\frac{df}{fdT} = \tau_r = \frac{(\beta+2)}{4Q_r} \left(\frac{\partial\phi}{\partial T} \right) \quad (2-34)$$

고안정 발진기에서는 식 (2-34)가 임의의 온도에서 평형이 되기 위해서는 다음과 같은 조건을 만족하여야 한다.

$$\tau_r = \frac{(\beta+2)}{4Q_r} \left(\frac{\partial\phi}{\partial T} \right) = 0 \quad (2-35)$$

여기서

$$\phi(T) \cong \phi_0 + \tau_\phi \cdot (T-T_0) = \phi_0 + \left(\frac{\partial\phi}{\partial T} \right) \cdot (T-T_0) \quad (2-36)$$

($T_0 = -20^\circ\text{C}$, $-20^\circ\text{C} \leq T \leq 80^\circ\text{C}$ 범위이다.)

그러므로 능동회로 위상의 기울기 $(\frac{\partial\phi}{\partial T})$ 는 온도에 대해 일정해야 하며, $-2500 \sim -2000$ ppm / $^\circ\text{C}$ 범위의 값을 갖는다.

식 (2-35)과 (2-36)에서 유전재료의 최적온도계수를 얻을 수 있다.

$$\tau_r = - \left(\frac{(\beta+2)}{4Q_r} \cdot \tau_\phi \right) \cong \text{const.} \quad (2-37)$$

여기에서 결합계수 β 는 5~25 범위에서 조정될 수 있다.

그림 2-6은 결합계수 β 의 함수로서 최적 주파수안정을 갖는 유전체 공진기의 온도계수를 나타내고 있다. 앞에서 언급한 바와 같이 공진기의 Q_r 은 기판상에 부착하는 조건 (spacer의 유무)과 결합계수에 따라 달라진다. 그러므로 그림 2-5에서 점선은 이론치를, 실선은 측정치를 나타내고 있다. 보기 2에 의하면 공진기의 결합감도는 간단하게 β 에 대한 τ_r 의 변이 $(\partial\tau_r/\partial\beta)$ 로서 정의된다. 그리고 높은 $(\partial\tau_r/\partial\beta)$ 의 값에서는 유전체공진발진기(DRO)의 안정성이 나빠지므로 $(\partial\tau_r/\partial\beta)$ 는 0.5이하의 값을 갖는 것이 좋다. 그러므로 본 논문에서는 0.5mm의 Spacer를 갖도록 하여 DRO의 주파수편이를 보상함으로써 안정성을 높이도록 하였다.

보기 2

유전체 공진기의 실제 온도계수와 결합계수

	spacer 무		spacer 유	
	τ_r	$(\partial\tau_r/\partial\beta)$	τ_r	$(\partial\tau_r/\partial\beta)$
$\beta = 10$	5	0.63	2.5	0.2
$\beta = 20$	12	1.0	6	0.5

3. 설계 및 제작

유전체 공진기를 이용한 발진기는 발진주파수가 차폐조건, 공진기 크기, 공진기의 유전률에 의해 결정되는 좁은 동조주파수범위를 갖는다. 그리고 동조방식에는 Varactor Tuning, Ferrite Tuning, Bias Tuning, Mechanical Tuning 등이 있다.

본 논문에서는 그림 3-1과 같이 Tuning Screw를 Package의 윗쪽 뚜껑으로 부터 삽입한 기계적인 동조방식을 이용하였다.²⁾

3.1 발진기 설계

설계하고자 하는 발진기회로의 전체 구성도는 그림 3-2와 같으며, 다음과 같은 과정에 의하여 설계하였다.

- ① 게이트와 드레인 쪽에서 들여다 본 반사계수를 구한 후, 게이트에서 종단 회로망 쪽으로 들여다 본 반사계수를

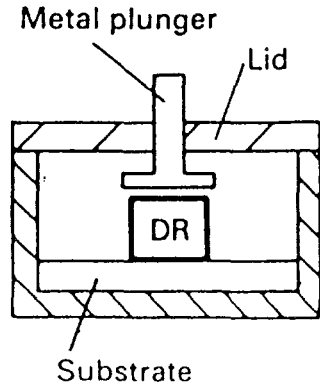


그림 3-1. 발진기의 기계식 동조
Fig. 3-1. Mechanical tuning of an oscillator

이용하여 부하의 반사계수를 구한다.

- ② 다음과 같은 관계식으로 Z_{out} 에 의하여 Z_L 을 구한다.

$$Z_L = \frac{1}{2} |R_o(Z_{out})| - j I_m(Z_{out}) \quad (3-1)$$

- ③ Z_L 을 이용하여 입출력 정합회로망을 결정한다.

- ④ 드레인에 바이어스점을 개방 stub의 길이가 $1/4\lambda$ 인 곳에 접합시키므로써 바이어스 회로의 영향을 최소화시켰다.

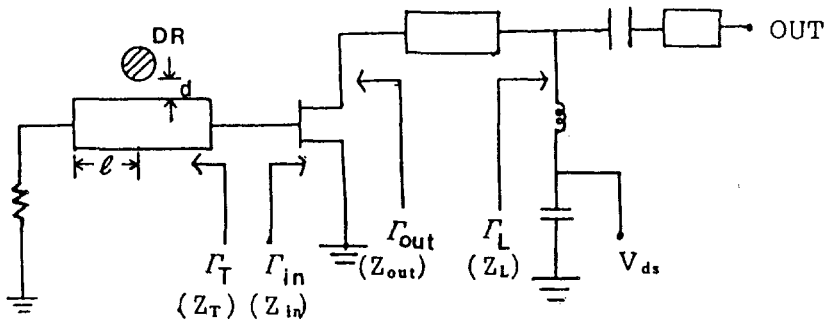


그림 3-2. 발진기 회로구성도
Fig. 3-2. Oscillator block diagram

실제 설계된 발진기의 마이크로스트립 패턴은 그림 3-3과 같으며 완성된 발진기는 그림 3-4에 나타나 있다.

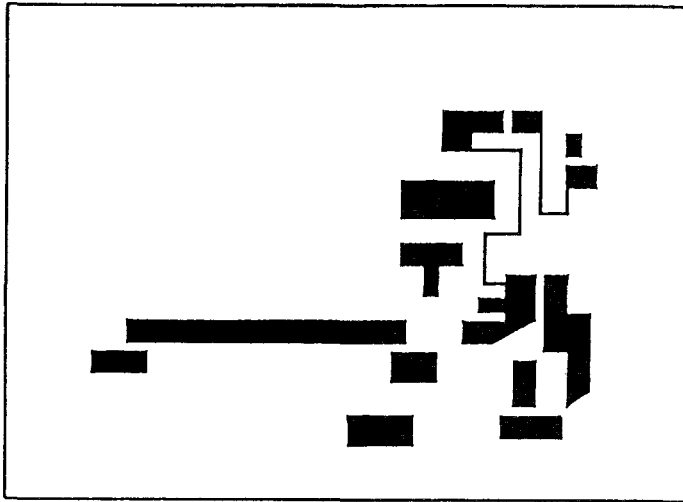


그림 3-3. 설계된 마이크로스트립 패턴
Fig. 3-3. Microstrip pattern designed

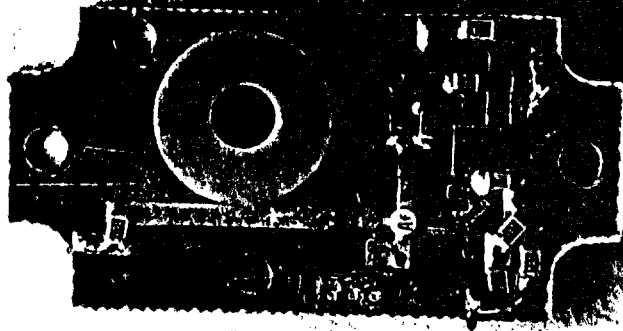


그림 3-4. 제작된 발진기
Fig. 3-4. Oscillator

4. 측정 및 고찰

측정장치의 구성도는 다음과 같다.

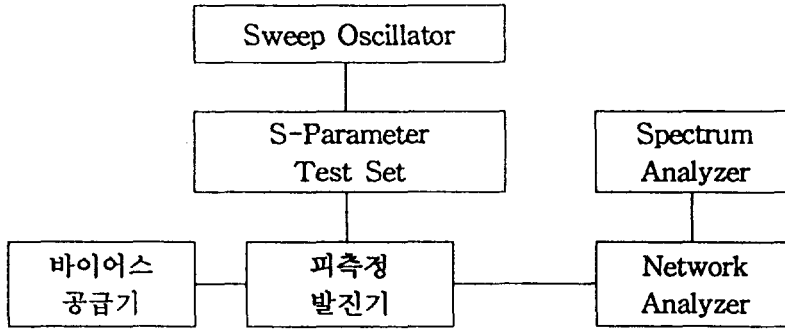


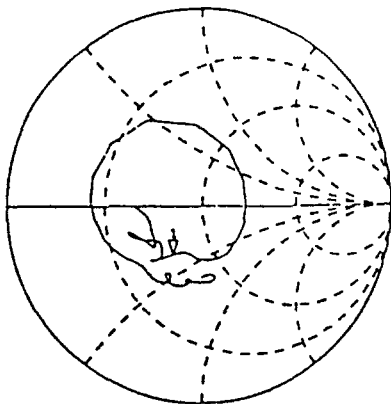
그림 4-1. 발진기 측정장치 구성도

Fig. 4-1. Block diagram of Oscillator measurements

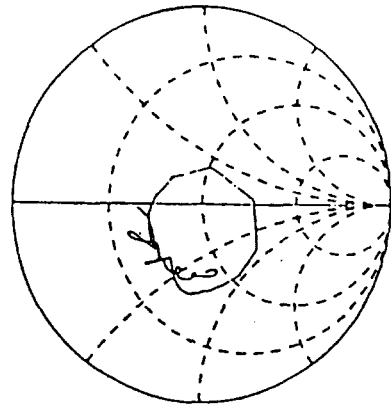
4.1 반사계수 측정

유전체 공진기와 마이크로스트립 사이의 거리를 0.5mm, 1.0mm로 한 경우의 반

사계수를 측정하고, 그 다음 유전체 공진기 밑에 유전율 10, 두께가 0.5mm인 알루미늄 나 (Al₂O₃) Spacer를 삽입하여 동일한 방법으로 다시 측정한다. 그림 4-2는 반사계수를 측정한 것을 나타내었다.



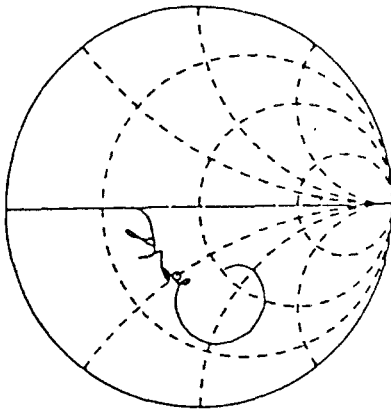
CENTER 10.500000000 GHz
SPAN 1.000000000 GHz
(a) 0.5 mm



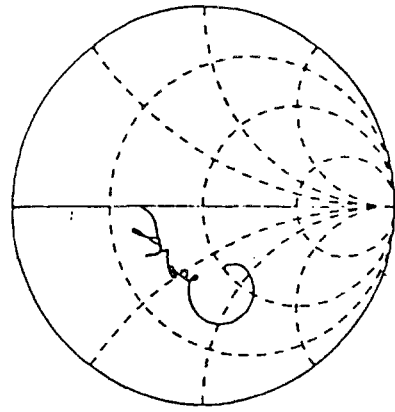
CENTER 10.500000000 GHz
SPAN 1.000000000 GHz
(b) 1 mm

그림 4-2. Spacer가 없는 경우의 반사계수

Fig. 4-2. Reflection coefficients without spacer



CENTER 10.500000000 GHz
SPAN 1.000000000 GHz
(a) 0.5 mm



CENTER 10.500000000 GHz
SPAN 1.000000000 GHz
(b) 1 mm

그림 4-3. Spacer가 있는 경우의 반사계수
Fig. 4-3. Reflection coefficients with spacer

그림 4-2에서는 유전체 공진기와 마이크로스트립사이의 거리가 멀어질수록 반사계수가 감소되어짐을 알 수 있다. 그림 4-3에서는 Spacer를 삽입하는 것이 삽입하지 않았을 때보다 반사계수의 크기가 보다 작아짐을 알 수 있다.

4.2 발진주파수 측정

그림 4-4는 Spectrum Analyzer로 측정한 주파수 스펙트럼을 나타낸다. 출력은 바이어스전압 6.0V에서 5 dBm을 얻었다.

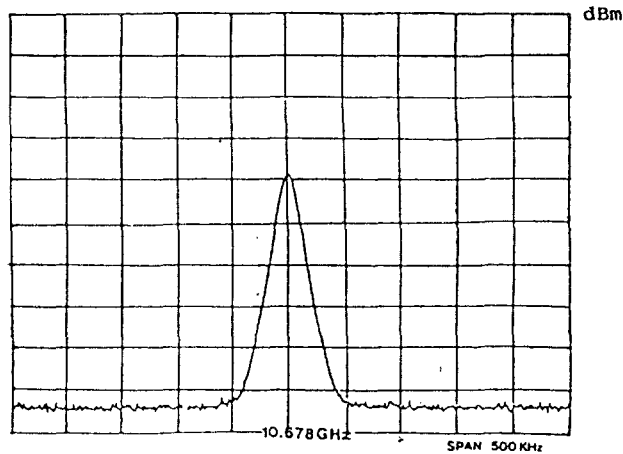


그림 4-4. 발진주파수 응답특성
Fig. 4-4. Response characteristics of DRO

그림 4-5는 조정판의 Tuning Screw와 유전체 공진기 사이의 거리에 따른 발진주파수 응답을 나타내고 있다.

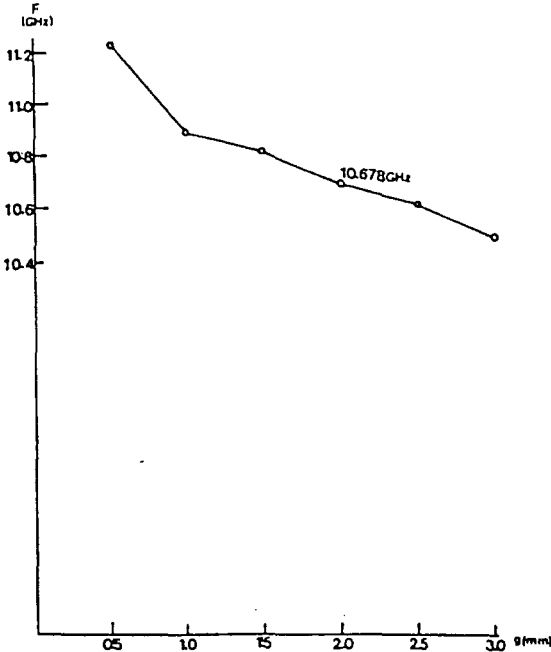


그림 4-5. 조정판 거리에 따른 발진주파수 응답

Fig. 4-5. Oscillator response depending on the distance of the tuning screw

그림 4-5에 나타낸 바와 같이 조정판의 깊이가 증가 (air gap 감소)함에 따라 발진 주파수가 증가하고 air gap이 증가함에 따라 발진주파수가 감소함을 알 수 있다. 본 측정에서는 air gap이 2mm일 때 발진 주파수 10.678 GHz를 얻었다.

4.3 온도 변화에 대한 주파수 편차

그림 4-6은 0℃~100℃ 범위 내의 주파수 편차를 측정한 것이다. 여기서 Peak-to-Peak 주파수 편차는 ±100KHz 정도이다.

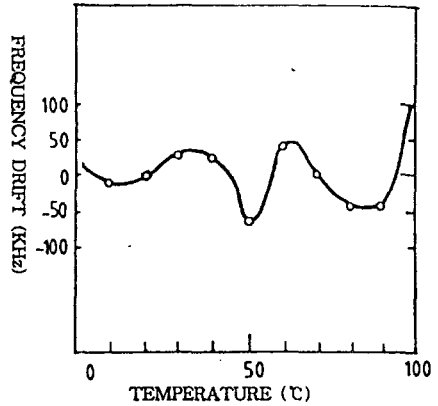


그림 4-6. 온도변화에 대한 주파수 안정
Fig. 4-6. Frequency stability versus temperature variation

FET와 공진기를 사용한 자주발진기에서 100℃온도변화에 대해 적어도 100~200 kHz의 주파수 편이가 생기는 것에 비하면 본 논문에서 실험한 DRO는 매우 안정한 주파수 특성을 갖는다.

5. 결 론

본 연구에서는 기존의 발진기인 크리스탈 발진기나 금속 공동발진기 등의 높은 Q값을 갖는 종래의 발진기의 설계방식과는 달리 유전체공진기와 마이크로스트립 선로를 결합한 유전체공진 발진기에서 Q_{ex} 에 영향을 미치는 고차 모우드를 줄이도록 유전율 10, 두께 0.5mm인 알루미늄 Spacer를 유전체 공진기와 기판사이에 삽입함으로써 보다 안정된 발진주파수를 얻을 수 있었다. 공진기와 tuning screw 사이의 거리가 2mm인 점에서 설계치의 공진주파수를 얻을 수 있었고, 바이어스 전압 6V, $I_{as}=20mA$ 에서 발진주파수 10.678GHz, 출력 5 dBm을 얻었다. 그리고 온도변화에 대해서는 0~100℃ 범위 내에서 주파수 편이가 ±100kHz 정도의 높은 안정성을 얻을 수 있었다. 보다 좋은 온도특성을 얻기위해서는

디지털 온도보상기술을 실현하면 될 것이다.”

본 연구의 결과는 위성방송수신기 Down Converter에 이용하거나 또는 유전체 공진기를 이용한 마이크로웨이브 필터등의 설계, 그리고 소형이며 높은 Q 특성때문에 주파수 고정소자로서 MIC 트랜지스터 발진기 실현에 응용할 수 있을 것이다.

References

- 1) Lehovc, K., and R. Zuleeg, "Voltage-current characteristics of GaAs J-FET's in the hot electron range." Solid State Electronics, Vol. 13, 1415-1426, Pergamon Press, London, 1970.
- 2) C. Tsironis, "Highly Stable Dielectric Resonator FET Oscillators." IEEE MTT-33, No. 4, pp 310~314, APRIL 1985.
- 3) P. Guillion, M. Chaubet, "Coupling Parameters Between a Dielectric Resonator and Microstripline." IEEE MTT-33, No 3 PP. 222~226, MARCH 1985.
- 4) Zuleeg, R., and K Lehovc, "High Frequency and temperature characteristics of GaAs junction field effect transistors in hot electron range." Proc. symp. GaAs, Institute of physics Conf. Series No. 9, 240-245, 1970.
- 5) Dingle, R., et al., "Electron mobilities in modulation - doped semiconductor heterojunction superlattices." Appl. phys. Letters, Vol 33, 665-667, 1978.
- 6) H. Abe, Y. Takagama, "A Highly stabilized Low-Noise GaAs FET Integrated Oscillator with a Dielectric Resonator in the C band." IEEE MTT-26, No. 3, pp 156-162, March 1978.
- 7) L. A Trinogga, Guo Kaizhou, I. C Hunter, Practical Microstrip Circuit Design, Ellis Horwood, 1991.
- 8) A. Khanna and Y. Garault, "Determination of Loaded, Unloaded, and External Quality Factors of a Dielectric Resonator Coupled to a Microstrip Line." IEEE MTT-31, No. 3 pp 261-264, March 1983.
- 9) Lee, J. et al.; "Digital and Analog Frequency - Temperature Compensation of Dielectric Resonator Oscillators," IEEE In. Microwave Sym. Dig., Sanfransisco, 1984, pp 277-279.
- 10) I. Bahl, P. Bhartia, Microwave Solid State Circuit Design, John Wiley & Sons, 1988.