

論 文

誘電體 共振器를 替代素子로 使用한 發振器

正會員 趙 榮 基 * 正會員 宋 奎 翼 ** 正會員 金 英 完 *** 正會員 孫 鉉 ****

Microwave Transistor Oscillator using Dielectric Resonators as a Feedback ElementYoung Ki CHO *, Kyu Ik SOHNG **, Young Wan KIM ***, Hyon SON **** *Regular Members*

要 約 無條件 安定인 超周波用 바이폴라 트랜지스터를 使用하여 S 밴드에서의 發振器를 具現하여 보았다. 發振器는 周波數安定한 3個의 同一한 誘電體 共振器를 利用하여 製作되었으며 負性 抵抗은 3 포트 散亂係數(3-Ports Scattering Parameters) 方法으로 求하였다. 本 論文에서는 誘電體 共振器를 替代素子로 使用하여 콜렉터, 베이스에서 各 各 14dBm, 10dBm의 最大出力을 얻을 수 있었다.

ABSTRACT 2-port stable bipolar transistor oscillator is realized in S band. Oscillator is fabricated by using a highly frequency stabilized 3 identical dielectric resonators and negative resistance is found by means of 3 ports scattering parameters. In this paper, using dielectric resonators as a feedback element, We obtained maximum output 14dBm, 10dBm from collector and base respectively.

1. 緒 論

近來에 마이크로 스트립 선로를 利用한 超周波 發振器가 研究 製作되고 있다. 마이크로 스트립 선로는 부피가 작고 경량이며 부품들 사이의 連結問題에 큰 어려움이 없다. 그러나, 마이크로 스트립 선로를 利用한 發振器는 일단 그 回路가 完成되면 調整이 어렵게 되고 共振器의 Q(quality factor) 값이 낮기 때문에 安定度가 떨어지며, 周波數의 온도특성이 좋지못한 결점이 있다. 最近에 저 손실이며 Q값이 매우 크고

周波數 온도계수가 낮은 誘電體 共振器가 개발되어 이를 초고주파용 부품제작에 널리 利用되고 있다^{(1), (2), (3)}.

1939年 Richtmyer 에 의해 처음으로 유전체 공진기가 연구된 이후, 1978年 Abe⁽⁴⁾ 등은 C-band 에서 유전체 공진기를 使用하여 저잡음 지수를 갖는 발진기를 구현하였으며 1980年 Ishihara⁽⁵⁾ 등은 유전체 공진기를 병렬회환 소자로 使用한 發振器를 實驗的으로 製作하였다.

本 論文에서는 유전체 공진기를 직렬회환 소자로 使用한 發振器를 설계 제작하여 이의 특성을 조사하였다. 替代 소자인 유전체 공진기의 反射係數에 따른 부성저항은 3-port S-parameter 개념을 使用하여 求하였고, 부하측 終端素子도 誘電體 共振器를 使用한 마이크로 스트립 선로로 구성하였다.

*. ** . ***. **** 慶北大學校 工科大學 電子工學科
Dept. of Electronic Engineering, Kyungpook
National University, Daegu, 635 Korea.
論文番號 : 85- 14 (接受1985. 2. 25)

2. 理 論

(1) 誘電體 共振器의 共振周波數와 스트립 선로와의 관계

1) 誘電體 共振器의 共振周波數.

그림 1은 一般的으로 使用하는 원수형 유전체 공진기를 나타낸 것으로 共振周波數는 여러가지 方法에 의해서 구할 수 있으나 그 한 方法으로서 다음과 같은 解析方法에 의해서 求한다⁽⁶⁾.

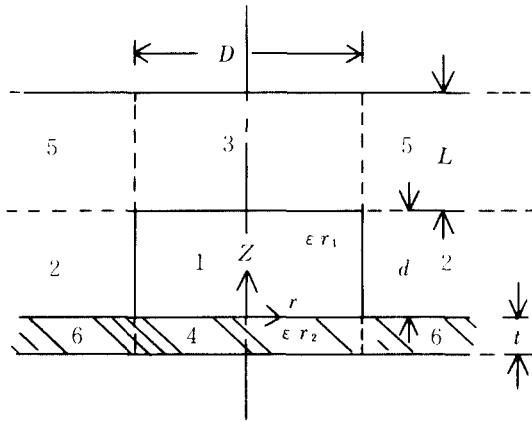


그림 1 유전체 공진기의 측면도.
Side view of dielectric resonator.

이 유전체 공진기의 Q값은 매우 높고 유전상수 εr1은 基板의 유전상수 εr2보다 15배정도 크다. 따라서 영역 5 및 영역 6의 電磁場은 무시할 수 있고(進行方向을 Z방향으로 택하면 위 공진기의 主모드(dominant mode)는 TE01δ가 되는데, 실자 01δ中에서 이온 도관관의 1차 모드이며 δ는 전자계의 Z方向에 따르는 變化를 의미하며,

$$\frac{Bd}{\pi} < 1 \text{ 로서 비정수로 주어진다.}$$

TE01δ 모드에 대한 각 영역에서의 Z성분의 자장 Hz는

$$H_z = \begin{cases} A_1 \cos \beta (z - z_0) J_0 (hr) & : \text{영역 1} \\ A_2 \cos \beta (z - z_0) K_0 (pr) & : \text{영역 2} \\ A_3 \sin h [- \nu (z - d - L)] J_0 (hr) & : \text{영역 3} \\ A_4 \sinh [\xi (z + t)] J_0 (hr) & : \text{영역 4} \end{cases} \quad (1)$$

로 주어지며

$$\begin{aligned} \beta^2 &= \epsilon_{r1} k_0^2 - h^2 = k_0^2 + p^2 \\ \nu^2 &= h^2 - k_0^2 \quad \xi^2 = h^2 - \epsilon_{r2} k_0^2 \end{aligned} \quad (2)$$

$$k_0^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \text{ 로}$$

로 된다. 여기에서 J0 및 K0를 각각 Bessel 함수 및 modified Hankel 함수이며 w0는 각 공진수 파수를 μ0와 ε0는 각각 자유공간에서의 투자율 및 유전율을 의미한다. TE01δ 모드에 대한 각 영역에서의 電磁場 成分들을 Maxwell 방정식에 의해서 구하면,

$$\begin{aligned} \text{영역 1} \begin{cases} H_r = -\frac{A_1 \beta}{h} J_0'(hr) \sin \beta (z - z_0) \\ E_\theta = \frac{jw \mu_0 A_1}{h} J_0'(hr) \cos \beta (z - z_0) \end{cases} \\ \text{영역 2} \begin{cases} H_r = -\frac{A_2 \beta}{p} K_0'(pr) \sin \beta (z - z_0) \\ E_\theta = -\frac{jw \mu_0 A_2}{p} K_0'(pr) \cos \beta (z - z_0) \end{cases} \quad (3) \\ \text{영역 3} \begin{cases} H_r = -\frac{A_3 r}{h} J_0'(hr) \cosh [- \nu (z - d - L)] \\ E_\theta = \frac{jw \mu_0 A_3}{h} J_0'(hr) \sin h [- \nu (z - d - L)] \end{cases} \\ \text{영역 4} \begin{cases} H_r = -\frac{A_4 \xi}{h} J_0'(hr) \cosh [\xi (z + t)] \\ E_\theta = -\frac{jw \mu_0 A_4}{h} J_0'(hr) \sinh [\xi (z + t)] \end{cases} \end{aligned}$$

로 된다.

각 영역에서의 경계조건 즉, r = D/2에서 Hz와 Eθ 그리고 Z = 0, d에서 Eθ와 Hr의 연속성을 만족하는 고유방정식은

$$\frac{J_0'(hD/2)}{hJ_0(hD/2)} + \frac{K_0'(pD/2)}{PK_0(pD/2)} = 0 \quad (4a)$$

이며,

$$\begin{aligned} \beta d = q \pi + \tan^{-1} \left[\frac{\nu}{\beta} \cot h(\nu L) \right] \\ + \tan^{-1} \left[\frac{\xi}{\beta} \cot h(\xi t) \right] \end{aligned} \quad (4b)$$

이며 여기에서

$$q = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots \text{이다.}$$

식 (4 a)에서 $X = hD/2$ 및 $Y = PD/2$ 로 두면 $J_0(X)$ 와 $J'_0(X)$ 의 zero 값들은 다음과 같다⁽⁷⁾.

$$\begin{cases} J_0(X) : X = 2.405, 5.52, 8.654 \dots \\ J'_0(X) : X = 0, 3.832, 7.016, 10.17 \dots \end{cases} \text{이다.}$$

方程式 (4 a)의 $TE_{01\sigma}$ 모드에 대한 X 값을 고려한 近似值들은

$$\frac{J_0(X)}{J'_0(X)} \approx \frac{3.431(2.405 - X)}{X(3.832 - X)} \quad (5)$$

$$\frac{K_0(Y)}{K'_0(Y)} \approx \frac{2.33Y}{1 + 2.33Y} \quad (6)$$

이다.

$J_0(X)/J'_0(X)$ 및 $K_0(Y)/K'_0(Y)$ 의 近似値와 正確한 값의 비교는 각각 그림 2 및 그림 3 과 같다.

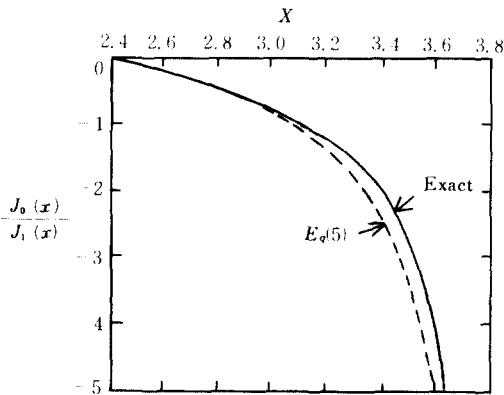


그림 2 $\frac{J_0(X)}{J'_1(X)}$ 의 正確한 값과 近似値의 도식
A plot of the exact value of $\frac{J_0(X)}{J'_1(X)}$ and its value.

그림 2에서, $X > 3$ 범위에서 近似値와 正確한 값은 一致하지 않으나 이의 誤差는 5%이내 이다. 그림 3에서, $Y = 2$ 이상에 대하여는 近似値가 正確한 값에 잘 一致된다. Y 를 Taylor 展開하여 첫째항과 둘째항을 고려하면

$$Y \approx Y_0 + \left. \frac{dY}{dX} \right|_{X=X_0} \cdot (X - X_0) \quad (7)$$

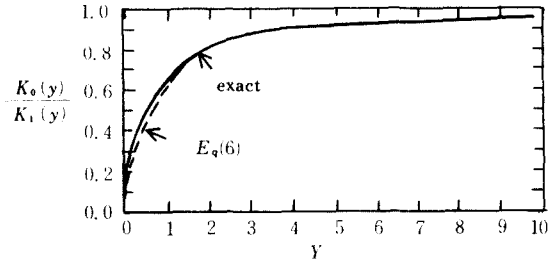


그림 3 $\frac{K_0(y)}{K'_1(y)}$ 의 正確한 값과 近似値의 도식.

A plot of the exact value of $\frac{K_0(y)}{K'_1(y)}$ and its approximate value.

이며 식(2)에서

$$Y_0 = \sqrt{(K_0 D/2) (\epsilon_{r1} - 1) - 2.405^2} \quad (8)$$

이다. 그리고 $\left. \frac{dY}{dX} \right|_{X=X_0} = \frac{2.405}{Y_0}$ 이다. X 값

을 구하면 $X = hD/2 = 2.405 +$

$$\frac{Y_0}{2.405 \left(1 + \frac{2.43}{Y_0} + 0.291 Y_0 \right)}$$

이다. 또한 감쇄정수 ν , ξ 는 식(2)에서 구하고 식(2), (4), (8), (9)에서 共振周波數가 구하여진다.

2) 誘電體 共振器와 스트립 선로와의 關係

그림 4 (a)는 특성저항 Z_0 의 스트립 선로와 자장에 의해 결합되어지는 원주형 공진기를 나타내며, 대칭선 $P-P'$ 에서의 등가회로는 그림 4 (b)와 같다⁽⁸⁾.

同調系数 β_c 는 同調된 유전체 공진기의 저항 R 과 共振器 外部의 저항 R_{ext} 의 관계식은

$$\begin{aligned} \beta_c &= \frac{R}{R_{ext}} = \frac{R}{2Z_0} = \frac{S_{110}}{1 - S_{110}} \\ &= \frac{1 - S_{210}}{S_{210}} = \frac{S_{110}}{S_{210}} \end{aligned} \quad (10)$$

로 정의되며 여기에서 S_{110} 와 S_{210} 은 공진기의 反射系数 및 轉送系数이다.

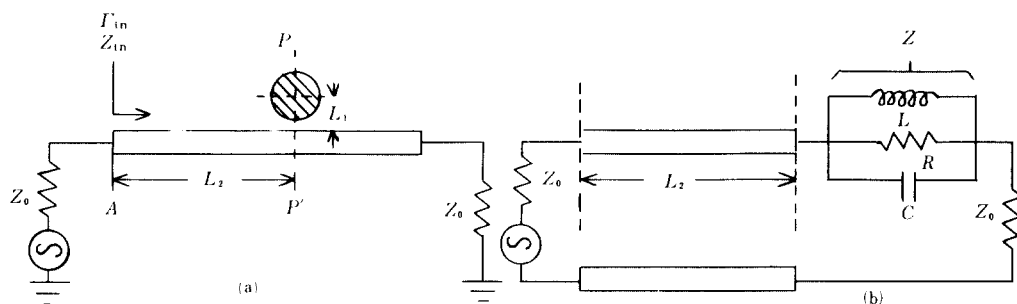


그림 4 (a) 특성저항이 Z_0 인 마이크로스트립라인과 자기결합된 유전체공진기.
(b) Dielectric resonator magnetically coupled to a Z_0 microstrip line.

(b) 동가회로
(b) Equivalent circuit.

또한, 대칭선 $P-P'$ 에서의 입력임피던스는

$$Z = Z_0 + \frac{R}{1 + j2Q_u\delta} \quad (11)$$

로서 표현되며 여기에서 Q_u 는 그림 4(b)의 $R-L-C$ 병렬공진 회로만의 Unloaded Quality factor 이며 $\delta = \frac{f-f_0}{f_0}$ 이다.

식(11)을 이용하여 거리 L_2 에 따른 A 선에서의 입력임피던스와 어드미턴스는

$$Z_{in} = \frac{1}{Y_{in}} = Z_0 \frac{(1 + Y_0 Z) \cos \theta + j \sin \theta}{\cos \theta + j(1 + Y_0 Z) \sin \theta} \quad (12)$$

로서 주어지며 공진시의 反射係數는

$$\Gamma_{in} = \frac{\beta_c}{1 + \beta_c} e^{-j2\theta} \quad (13)$$

이고 이 식에서의 $\theta = \beta L_2$ 이다.

따라서, 거리 L_1 과 L_2 를 변화시키면서 어떠한 입력임피던스나 反射係數도 얻을 수가 있다.

(2) 發振器.

3-terminal device의 부정저항은 제환요소와 終端要素에 의하여 얻게되며 그림 5에서 발진 조건은,

$$\begin{cases} |K| < 1 \\ S'_{22} \Gamma_2 = 1 \\ S'_{11} \Gamma_1 = 1 \end{cases} \quad (14)$$

이며⁽⁹⁾ 여기에서 S'_{11} 및 S'_{22} 그리고 安定度係數 K 는

$$S'_{11} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_2}{1 - S_{22} \Gamma_2}$$

$$S'_{22} = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_1}{1 - S_{11} \Gamma_1}$$

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

로 주어진다.

부하 선정은 最大出力을 위한 경험적인 方法에 의해

$$R_L = \frac{R_{out}}{3}, \quad X_L = -X_{out} \quad (15)$$

로 할 수 있으며^{(10), (11)} 여기에서

$$Z_{out} = R_{out} + jX_{out} = \frac{1 + S'_{11}}{1 - S'_{11}}$$

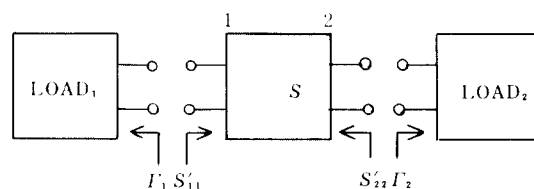


그림 5 발진기설계를 위한 블록다이아그램.
Theorem block diagram for design of oscillator.

또한, 에미터에 임의의 제환 소자를 갖는 TR (transistor)의 入射波와 反射波關係는 3-port S-파라미터를 이용하였다⁽¹²⁾.

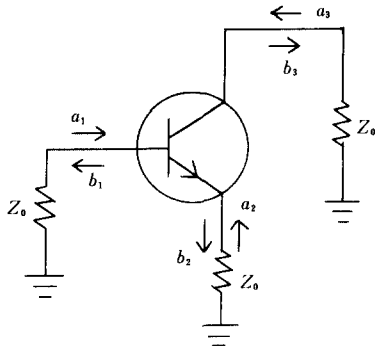


그림 6 3-단자 트랜지스터에 대한 입사파와 반사파
Incident and reflected waves for 3-terminal device.

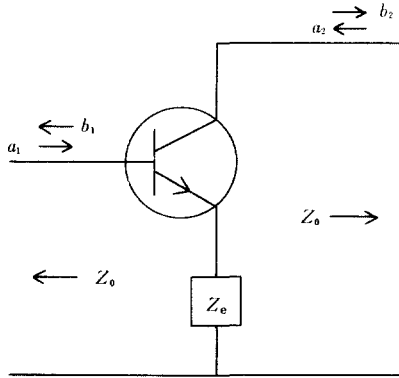


그림 7 에미터저항이 Ze인 트랜지스터의 입사파와 반사파
Incident and reflected waves for a transistor in common emitter with impedance Ze.

그림 6은 3-port terminal device를 나타낸 것이며, 入射波와 反射波 關係式은

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix} \quad (A)$$

이며 S-파라미터의 要素들은

$$\sum_{i=1}^3 S_{ii} = \sum_{i=1}^3 S_{ii} = 1 \text{의 조건을 만족한다. 그}$$

그림 7과 같은 2-port 파라미터는 替代素子 Ze를 고려하여 (A)式을 이용하여 求하면,

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}^* & S_{12}^* \\ S_{21}^* & S_{22}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

이고 여기에서

$$S_{11}^* = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_e}{1 - S_{22} \Gamma_e}, \quad S_{12}^* = S_{13} + \frac{S_{12} S_{23} \Gamma_e}{1 - S_{22} \Gamma_e}$$

$$S_{21}^* = S_{31} + \frac{S_{21} S_{32} \Gamma_e}{1 - S_{22} \Gamma_e}, \quad S_{22}^* = S_{33} + \frac{S_{23} S_{32} \Gamma_e}{1 - S_{22} \Gamma_e}$$

가 되며 $\Gamma_e = \frac{Z_e - Z_0}{Z_e + Z_0}$ 를 의미한다. 實質的인 TR이 갖는 替代 형태는 그림 8과 같으며,

$$\Gamma_e = \frac{3 \Gamma_{in} - 1}{3 - \Gamma_{in}} \quad (16)$$

이다. 식(16)과 (B)를 利用하여 求한 S*-파라미터는 그림 9와 같다.

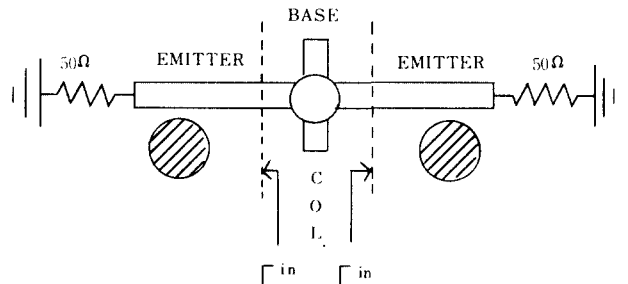
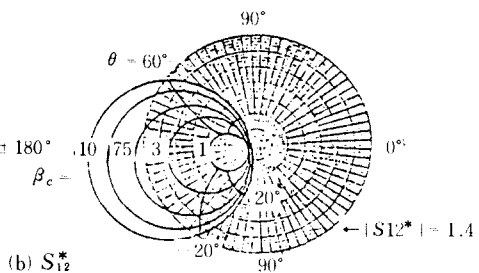
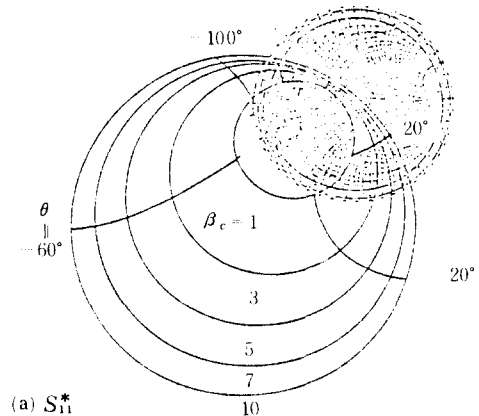


그림 8 替代素子를 연결한 트랜지스터
Transistor with feedback element.



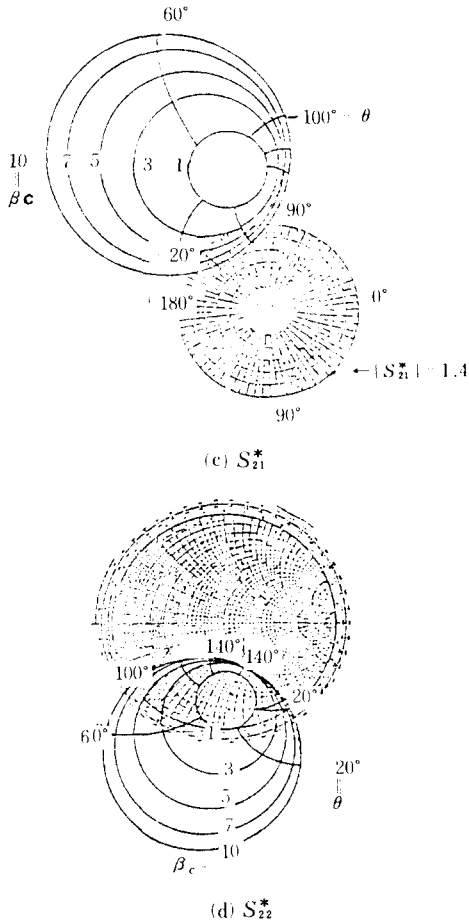


그림 9 (a), (b), (c)와 (d). 3 GHz에서 S* 파라미터면에 자살한 에미터공통배향 임피던스 (a), (b), (c) and (d)-Common emitter feedback impedance mapped onto the S*-parameter planes in 3 GHz.

3. 記計 및 製作

本 論文에서 設計 製作한 發振器의 實體圖을 그림 10(a)와 같다. TR은 HXTR-2101가 使用 되었고 유전체 공진기로는 분자식이 ($Z_r S_n$) $T_i O_9$ 인 Murata 제품(2.9~3.6GHz)이 사용되었다. 유전체 기판은 $\epsilon_r=2.55$, 두께 $h=1.6\text{mm}$ 인 Teflon 기판을 사용하였다.

에미터 양단은 50Ω 저항으로 終端시켰으며 각각의 거리 L_1, L_2, L_3 는 칩(15)를 이용하여 구하였다. 표 1은 바이어스 電壓 및 電流가 각각 $V_{CE}=15V, I_C=20\text{mA}$, 그리고 주파수 3 GHz에

서의 S-파라미터를 표시했으며 표 2는 設計된 發振器의 寸격을 표시한다.

표 1 트랜지스터의 2-단자 S-파라미터와 3-단자 S-파라미터 S-parameter of 2-port and 3-port terminal transistor.

| 2-PORT | | | 3-PORT | | |
|----------|--------|------|----------|------|------|
| S | S | ANG. | S | S | ANG. |
| S_{11} | 0.6 | 132 | S_{11} | 0.68 | -133 |
| S_{12} | 0.08 | 55 | S_{13} | 0.56 | 34.2 |
| S_{21} | 2.32 | 38 | S_{22} | 0.73 | 80 |
| S_{22} | 0.4 | -82 | S_{31} | 1.99 | 60.5 |
| K | 1.3655 | | S_{32} | 0.92 | -98 |
| | | | S_{33} | 0.84 | 80 |

표 2 발진기의 설계

Design of oscillator.

| | | | |
|-----------|----------------------|----------|--------------------|
| L_1 | 1.15 cm | L_2 | 3.72 cm |
| I_{in} | $0.575 - j0.482$ | I_e | $0.173 - j0.631$ |
| S_{11} | $1.5 - j1.819$ | S_{21} | $0.158 + j3.013$ |
| S_{12} | $1.273 + j0.219$ | S_{22} | $-0.171 - j1.494$ |
| Z_{out} | $0.4769 - j0.3806$ | Z_L | $0.1589 + j0.3806$ |
| I_L | 0.756 $\angle 137.5$ | L_3 | 2.126 cm |
| | | K | -0.1375 |

그림 10(b)는 設計된 發振器의 사진이다.

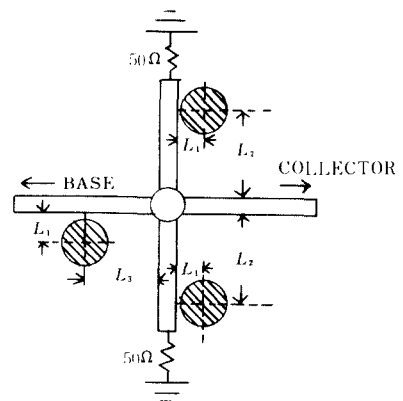
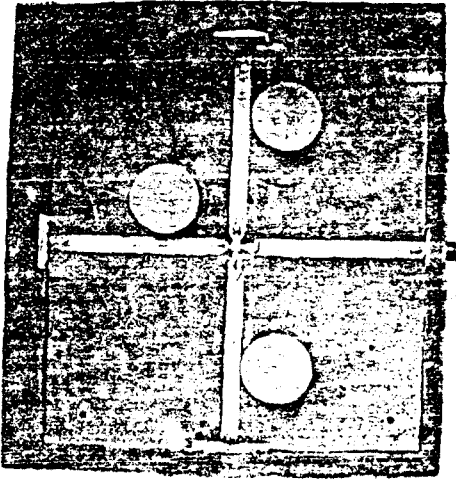


그림 10 (a) 발진기 설계의 배치도. (a) Layout of oscillator design.



(b) 설계된 발진기의 사진
(b) Photograph of designed oscillator.

한편, 發振器를 實際로 구현하기 위하여 그림 11과 같은 마이크로 스트립 선로를 利用하였다.

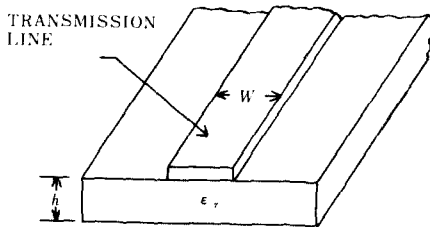


그림 11 마이크로 스트립 구조.
Microstrip line section.

$0.05 \leq W/h \leq 20$ 과 $\epsilon_r \leq 16$ 인 범위에서 마이크로 스트립 선로의 특성 임피던스 Z_0 와 실효유전율 ϵ_{eff} 간의 관계식은

i) $W/h \leq 1$ 인 경우

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln(8h/W + 0.25W/h)$$

여기서,

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2}$$

$$\left\{ \left(1 + 12h/W\right)^{-\frac{1}{2}} + 0.04 \left(1 + \frac{W}{h}\right)^2 \right\}$$

ii) $W/h \geq 1$ 인 경우

$$Z_0 = \frac{120 \pi / \sqrt{\epsilon_{eff}}}{W/h + 1.393 + 0.667 \ln(W/h + 1.444)}$$

여기서,

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12h/W\right)^{-\frac{1}{2}}$$

으로 주어진다¹⁴⁾. 또한, 특성 임피던스가 주어진 경우, 스트립의 폭 W 와 유전체 기판의 두께 h 와의 관계식은

i) $W/h \leq 2$ 인 경우

$$\frac{W}{h} = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2}$$

ii) $W/h \geq 2$ 인 경우

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right\}$$

이다. 여기에서

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1}} (0.23 + 0.11/\epsilon_r)$$

$$B = \frac{377 \pi}{2Z_0 \sqrt{\epsilon_r}} \text{이다.}$$

4. 實驗 및 考察

發振器 出力波形은 spectrum analyzer를 利用하여 測定하였으며, 이의 측정 system은 그림 12와 같다.

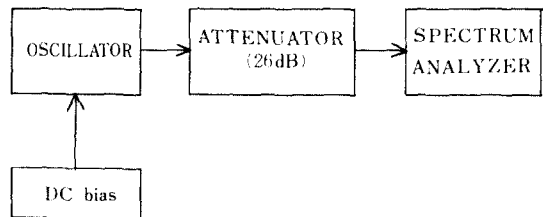


그림 12 발진기 측정을 위한 블럭 다이어그램
Block diagram to measurement oscillator.

유전체 공진기와 도체면 사이의 간격 L 에 따른 collector 電流 I_c 에 대한 Base측 및 collector측의 出力power를 측정된 결과는 그림 13과 같았으며 $V_{CE} = 15V$ 및 $I_c = 20mA$ 그리고 $L = 3.8cm$ 및 $1.5cm$ 에서의 出力波形의 사진은 그림 14와 같

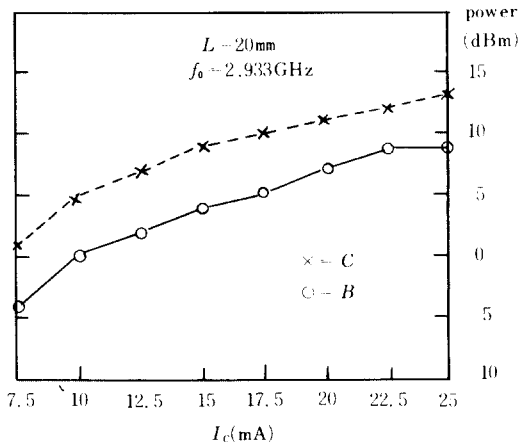
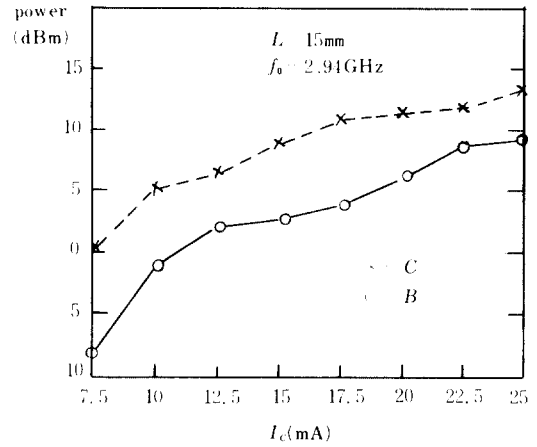
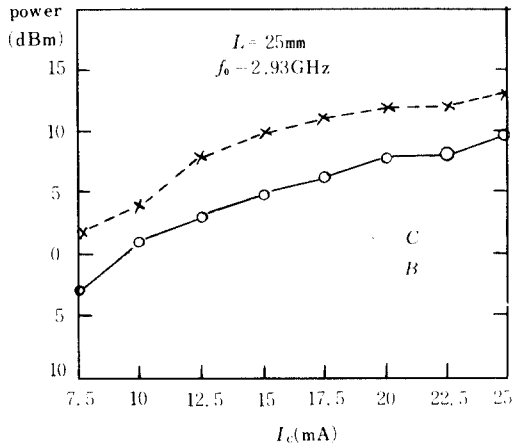
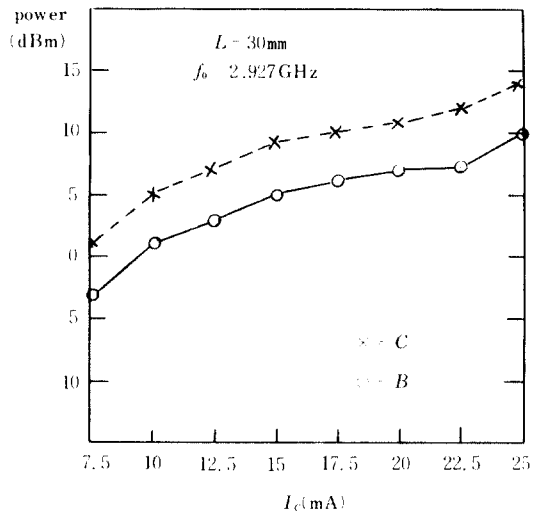
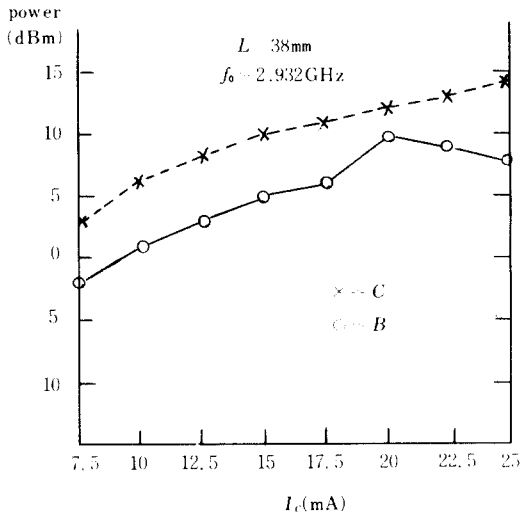
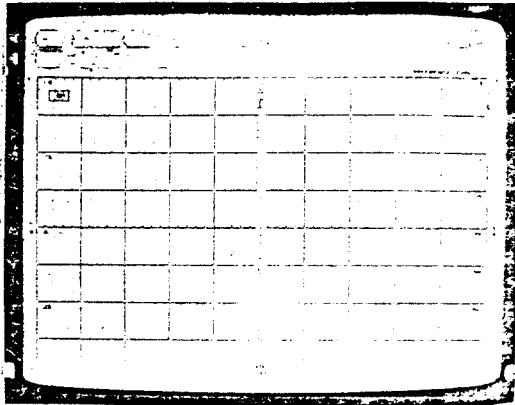


그림 13 주어진 간극 L 에 대한 바이어스전류 I_c 의 함수로서의 발진기 출력 특성. Oscillating characteristics as a function of the bias current I_c for a given air gap " L ".

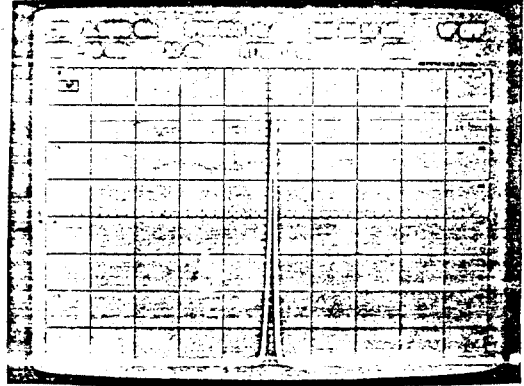
었다. Base측 및 collector측 양단의 발振은 T/R 의 바이어스 $V_{ce} = 15V$, $I_c = 7.5mA$ 에서始作되었고, $I_c = 25mA$ 以上에서는出力이나 이상증가되지 않았다. collector측 最大出力은 14dBm을 얻게되었고, Base측 最大出力은 10dBm을 얻게되었다. 共振周波數는 誘電體共振器와 도체면 간격에 따라서 2.923~2.94GHz의 周波數 범위를 얻었다.

5. 結 論

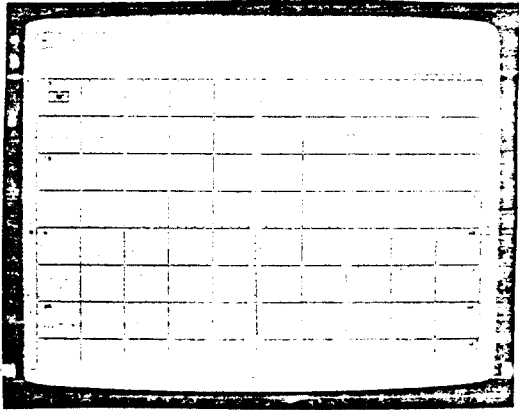
誘電體共振器를 직렬 케환 소자로 사용한 발振器를 設計 製作하였다. 케환 소자인 誘電體共振器의 反射系數에 따른 부성저항은 3-port S-parameter 개념을 사용하여 구하였고, 부하측終



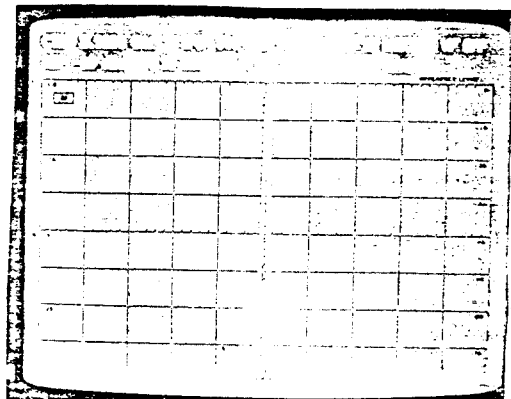
a) 베이스, $L=38\text{mm}$
Base, $L=38\text{mm}$



d) 콜렉터, $L=15\text{mm}$
Collector, $L=15\text{mm}$



c) 베이스, $L=15\text{mm}$
Base, $L=15\text{mm}$



b) 콜렉터, $L=38\text{mm}$
Collector, $L=38\text{mm}$

그림 14 주어진 간극 L 에 대한 발진기출력 특성

($I_c=20\text{mA}$, 외부감쇄=26dB)

Photograph of oscillating characteristics for a given air gap " L " ($I_c=20\text{mA}$ External attenuator=26dB).

端素子도 誘電體 共振器를 使用한 마이크로스트립 선로로 구성하였다. Collector 측 最大出力은 $V_{CE}=15\text{V}$ 및 $I_c=25\text{mA}$ 그리고 $f_0=2.923, 2.927\text{GHz}$ 에서 14dBm을 얻었고 Base 측 最大出力은 $V_{CE}=15\text{V}$ 및 $I_c=25\text{mA}$ 그리고 $f_0=2.923, 2.927, 2.93\text{GHz}$ 에서 10dBm을 얻었다. 또한, $V_{CE}=15\text{V}$ 및 $I_c=20\text{mA}$ 에서의 平均出力은 collector 측 및 Base 측에서 각각 12dBm과 8dBm이 되었으며 共振周波數는 2.923~2.94GHz 가 되었다.

参 考 文 献

- (1) Ploude, J.K., and Chung-Li Ren, "Application of dielectric resonators in microwave components." IEEE Trans. MTT., vol. 29, pp. 754-770, 1981.
- (2) O'Bryan, H.M., Thomson, J. and Ploude, J. K., "A new BaO-TiO₂ compound with temperature-stable high permittivity and low microwave loss." J. Amer. ceram. soc., vol. 58, pp. 418-420, 1975.
- (3) Ploude, J.K., Linn, D.F., O'Bryan, H.M., and Thomson, J., "Ba₂Ti₉O₂₀ as microwave dielectric resonator." J. Amer. ceram. soci., vol. 58, pp. 418-420, 1975.
- (4) Abe, H., Takayama, Y., Higashisaka, A., and Takami-zawa, H., "A highly stabilized low-noise GaAs FET integrated oscillator with a dielectric resonator in the C band." IEEE. Trans. MTT., vol. 26, pp. 156-162, 1978.

(5) Ishihara, O., Mori, T., Sawano, H., and Nakatani, M., "A highly stabilized GaAs FET oscillator using a dielectric resonator feedback circuit in 9-11GHz." IEEE, Trans. MTT., vol. 28, pp. 817-824, 1980.

(6) Itoh, T., and Rudokas, R.S., "New method for computing the resonator frequencies of dielectric resonators." IEEE, Trans. MTT., vol. 25, pp. 52-54, 1977.

(7) Kaifez, D., "Elementary functions procedure simplifies dielectric resonators design." Microwave system news, pp. 133-140, 1982.

(8) Khanna, A., and Garault, Y., "Determination of loaded, unloaded, and external quality factors of a dielectric resonator coupled to a microstrip line." IEEE, Trans. MTT., vol. 31, pp. 261-264, 1983.

(9) Basawapatina, G.R., and Stancliff, R.B., "A unified

approach to the design of wide-band microwavd solid-state oscillators." IEEE, Trans. MTT., vol. 27, pp. 379-385, 1979.

(10) Maeda, M., Kimura, K., and Kodera, H., "Design and performance of x-band oscillators with GaAs schottky-gate field-effect transistors." Microwaves, pp. 104-109, 1979.

(11) Wade, P. C., "Say hello to power FET oscillator." Microwaves, pp. 104-109, 1979.

(12) Bodway, G. E., "Circuit design and characterization of transistors by means of three-port scattering parameters." Microwave J., pp. 55-63, 1968.

(13) Bahl, Dr. I. J., and Trivedi, D. K., "A designer's guide to microstrip line." Microwaves, pp. 174-182, 1977.



趙榮基 (Cho Young Ki) 正會員
1954年9月12日生
1978年2月：서울大學校電子工學科卒業
1981年8月：韓國科學技術院(工學碩士)
1981年～現在：慶北大學校電子工學科
(專任講師)



宋奎翼 (Sohng Kyu Ik) 正會員
1952年8月15日生
1975年2月：慶北大學校電子工學科卒業
1977年2月：慶北大學校大學院電子工學科(工學博士)
1977年3月～1982年2月：國防科學研究所(研究員)
1982年～現在：慶北大學校電子工學科
(專任講師)



金英完 (Kim Young Wan) 正會員
1961年6月14日生
1983年2月：慶北大學校電子工學科卒業
1985年2月：慶北大學校大學院通信工學科(工學碩士)
1985年～現在：충청지방공립대학교
(임수강)



孫 鉉 (Hyon Son) 正會員
1935年5月27日生
1960年9月：延世大學校電氣科卒業
1972年8月：漢陽大學校大學院卒業
慶熙大學校大學院(工學博士)
1960年～1977年4月：駐韓美陸軍戰略通信隊勤務。
1977年～現在：慶北大學校工科大學電子科勤務。