

YIG 공진기를 이용한 고주파 광대역 발진기 설계 및 제작

正會員 李 文 揆* 正會員 廉 京 煥** 正會員 南 相 郁*

Design and Fabrication of the Wide-band YIG Tuned Oscillator

Moon Que Lee*, Kyung Whan Yeom**, Sang Wook Nam* *Regular Members*

要 約

본 논문에서는 광대역 YIG 발진기를 설계하고 제작하였다. YTO(YIG Tuned Oscillator)의 설계는 우선 발진범위에 적당한 YIG 공진기를 선택하고, 발진 범위에서 공진특성을 측정하여 전기적인 RLC 등가 회로를 만든다. 이 등가회로를 이용하여 광대역에서 기생발진없이 발진할 수 있는 회로 구조를 선택하고 설계한다. 설계된 회로는 EEsof사의 jOMEGA를 이용하여 HBT(Harmonic Balance Technique)으로 모의실험하였다. 이렇게 하여 제작된 YTO의 발진범위는 1.4GHz에서 4GHz였고, 발진범위내에서 선형성은 0.5%였다. 위상잡음은 중심 주파수에서 100kHz offset에서 105dBc 이하였다.

ABSTRACT

In this paper, a broadband tunable YIG(Yttrium Iron Garnet) oscillator is designed and fabricated. To design an YTO(YIG Tuned Oscillator), a suitable YIG resonator is selected according to the design oscillation range and its equivalent R, L, C resonant circuit parameters are obtained through the measurement of its resonance characteristic. Using the equivalent circuit, the wideband topology which suppresses the parasitic oscillation is selected and implemented. The designed circuit is simulated by HBT(Harmonic Balance Technique) using EEsof's jOMEGA. The YTO thus fabricated has the wide oscillation range from 1.4 GHz to 4 GHz, and its linearity is 0.5% in the oscillation range. The phase noise is below 105dBc at 100kHz offset.

1. 序 論

YIG(Yttrium Iron Garnet, $Y_3Fe_2(Fe_3)_3$)는 磁氣 共振周波數를 直流磁場으로 制御하는 페라이트의 일종으로 廣帶域 마이크로파 發振器, circulator, 廣帶域 필터 등에 應用된다. YTO(YIG Tuned Oscil-

*서울대학교 전자공학과
Dept. of Electronic Engineering, Seoul National Univ.

**LTI.

論文番號: 9434

接受日字: 1994年 2月 1日

lator)는 發振器의 共振部에 YIG를 이용하는 發振器이다. YTO는 直流電流를 制御하여 octave 이상의 廣帶域 發振特性을 얻을 수 있는 發振器로 각종 計測 裝備과 레이더, 유도미사일등의 核心部品이다. 常用 YIG 공진기의 摸樣은 薄膜形態나 球의 形態로 加工되어 利用된다. 薄膜形態로 加工되는 境遇 MIC(Microwave Integrated Circuit)등에 쉽게 附着 할 수 있는 長點이 있는 반면 YIG를 共振器로 利用하기 위한 磁氣回路의 製作이 球의 形態 보다 어렵고 發振 範圍가 球의 形態보다 좁아진다¹⁾. YIG를 球의 形態로 利用하는 境遇는 박막형태보다 發振範圍를 넓고 方向性의 影響을 줄일 수가 있지만 球와 結合루프의 位置抑制가 매우 어렵다. YIG의 共振 特性은 磁氣結合 루프와 YIG사이에서 直流磁氣場의 크기에 比例하는 iron의 歲差運動에 따라 共振周波數가 決定된다. Qu(Unloaded Quality factor)特性은 보통 500-2000 程度로 優秀하고 廣帶域(수 octave)에서 共振特性을 갖는다. YIG의 共振 特性이 500 以上되는 領域은 실험적으로 아래와 같은 DC 磁場(Ho)를 認可 할 때이다²⁾.

$$H_o \geq \frac{2}{3} (4\pi M_s) \tag{1}$$

純粹한 YIG의 境遇 飽和磁化(4πMs)는 1780 Gauss 인데 L밴드에서 YIG를 共振器로 利用하기 위해서는 飽和磁化를 400-600程度까지 낮춰야한다. 이를 위하여 YIG를 90℃ 정도로 加熱하여 使用하거나 Gallium을 YIG의 iron과 置換하여 使用한다. YIG의 共振特性은 溫度에 따라 변하므로 一定한 溫度에서 動作시키거나 지그(jig)를 잘 만들어서 변하는 溫度를 效果적으로 抑制시켜야 한다.

본 論文에서는 Deltronic Crystal industries사의 飽和 磁化 600Gauss YIG를 使用하여 그 共振 特性을 測定하고 電氣的인 等價모델로 變換하고 이 모델을 利用하여 1.4-4GHz에서 發振하는 YTO를 設計하고 製作하였다.

II. YIG의 共振 特性 測定

YIG의 共振周波數는 近似的으로 gyromagnetic ratio(γ)와 DC磁氣場의 곱으로 나타낼 수 있으나, 內部 磁氣場과 方向性에 약간 依存한다. 方向性을 고려한 YIG의 共振 周波數는 아래와 같다.³⁾

$$f_o = \gamma \left\{ H_o + \left[2 - \left(\frac{5}{2} \right) \sin^2 \theta - \left(\frac{15}{8} \right) \sin^2 \theta \right] \frac{K_1}{M_s} \right\} = \gamma (H_o + H_a) \tag{2}$$

여기서 γ는 gyromagnetic 比로 2.8 MHz/Oe, Ho는 認可 磁場, Ha는 內部 誘導 磁場이다. Ms는 飽和磁化의 1/4π배로 溫度에 依存한다. 直流 磁場을 認可한 結合루프 YIG의 等價모델은 (그림 1)와 같은 竝列共振 回路를 가진다. 等價回路의 값은 數式的으로 아래와 같이 주어진다.

$$Q_u = \frac{H_o - \frac{1}{3} (4\pi M_s)}{\Delta H} \tag{3}$$

$$R_o = \mu_o V k^2 \omega_m Q_u \tag{4}$$

$$L_o = \frac{R_o}{Q_u \omega_o} \tag{5}$$

$$C_o = \frac{1}{L_o \omega_o^2} \tag{6}$$

여기서 μo = 공기의 透磁率
 V = YIG의 體積
 k = 結合係數
 ωm = 2πfm = 2πγ(4πMs)
 ΔH YIG의 line width (Oe)

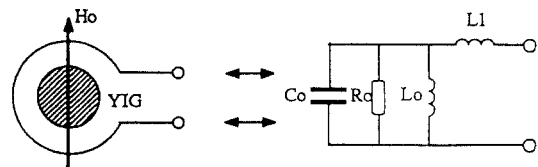


그림 1. YIG 共振器와 等價回路
 Fig 1. YIG resonator and its equivalent circuit

따라서 YIG 共振器의 入力임피던스는 아래와 같이 쓸 수 있다.

$$Z_i = j\omega L_1 + \frac{\left(\frac{j\omega \mu_o}{Q_u} \right) R_o}{\omega_o^2 - \omega^2 + j \left(-\frac{\omega \mu_o}{Q_u} \right)} \tag{7}$$

Q특성이 높은 共振器는 反射係數方法(reflection method)과 傳送係數方法(transmission method)로 흔히 측정하여 등가회로를 얻어낸다. 정확한 등가모델을 유도하기 위해서는 時間領域방법과 周波數領域보정으로 주변효과를 제거하고 측정하여 등가회로를 유도한다. 2-port로 共振器의 特性을 測定하는 境遇, 測定回路의 構造가 YTO의 構造와 다르지만 S_{21} 의 크기만 가지고 測定할 수 있는 長點이 있다. 이 방법은 L_0 (插入損失)의 3dB 帶域幅으로부터 Q_u (unloaded Q)를 計算하고 이 값으로부터 R,L,C를 구하고, 리본 形態의 루프 inductance를 구한다.

$$L_0 = 20 \log |S_{21}| \quad (8)$$

$$R = 2Z_0 \left(\frac{1}{|S_{21}|} - 1 \right) = 2Z_0 (10^{\frac{L_0}{20}} - 1) \quad (9)$$

$$C = \frac{1}{\omega_0^2 L} \quad (10)$$

$$L = \frac{R}{\omega_0 Q} \quad (11)$$

$$L(nH) = 0.2l \left[\ln\left(\frac{l}{w+t}\right) + 1.19 + 0.22\left(\frac{w+t}{l}\right) \right] \quad (12)$$

여기서 l 은 ribbon의 길이(in mm)

w 은 ribbon의 幅

t 는 ribbon의 두께

(표 1)은 위의 數式으로 飽和磁化($4\pi M_s$)가 600 Gauss인 YIG sphere(直徑 0.76mm, $\Delta H=0.10e$) 測定한 데이터이다.

표 1. 450gauss의 等價回路 素子값

Table 1. Equivalent circuit parameter of 450gauss YIG resonator

freq(f_0)	DC(mA)	L_0	Q_u	R
1.9525	98	-10.7	465	243
2.9725	144	-15.36	526	486
3.9475	188	-20.565	975	968
5.0425	238.3	-19.72	1042	868
6.0175	282.4	-20.657	923	979

結合부프의 inductance는 위의 (式 12)를 利用하여 구한 結果 2nH 程度되었다. (표1)에서 알 수 있듯이 YIG 공진기는 광대역에서 선형성과 Q_u 특성이 매우 우수하다.

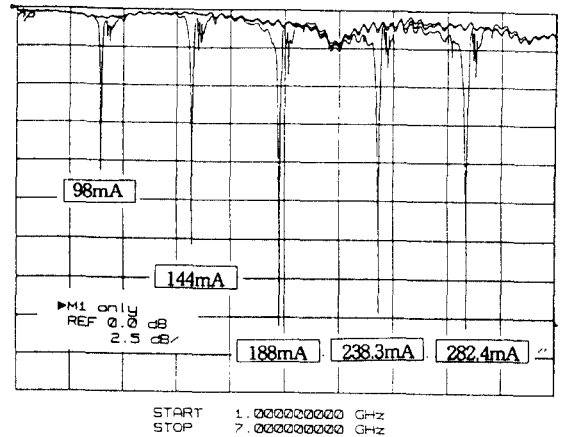


그림 2. DC 電流의 變化와 共振 周波數 變化
Fig 2. Resonance frequency versus DC current

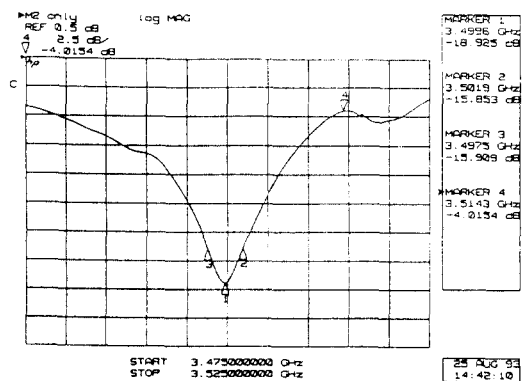


그림 3. $f_0 = 3.5GHz$ 에서 부분하 Q_u 측정
Fig 3. Q_u measurement at 3.5GHz

III. 磁氣 回路 設計 및 測定

YIG를 利用하는 素子(YIG 필터, YIG 發振器 등)는 直流磁場이 必要하므로 이를 위한 磁氣回路가 必

要하다. YTO에 있어서 磁氣回路의 重要性은 1)發振器의 크기를 줄이고 2)效果의으로 共振周波數를 制御하고 3)高周波 共振모드를 抑制시키므로 寄生發振을 除去하고 4)效果의으로 熱을 發散하여 YIG를 一定溫度에서 動作시키는데 있다. 磁氣回路의 材料는 高透磁率鋼을 使用하는데 요즘에는 capenter49(Nickel 49%)로 주로 設計한다. 磁氣回路의 摸樣은 여러 가지 構造가 있을 수 있으나 製作上의 便利함과 均一한 直流磁場을 넣은 面積에서 얻는데 편리한 斷面 E摸樣이 主宗을 이룬다.^[2]

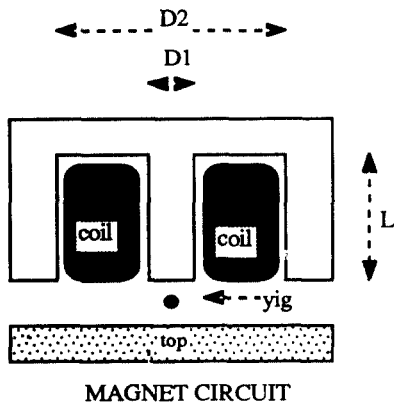


그림 4. YIG에 直流磁場을 認可하기 위한 磁氣回路
Fig 4. Magnetic circuit for delivering YIG to DC B field

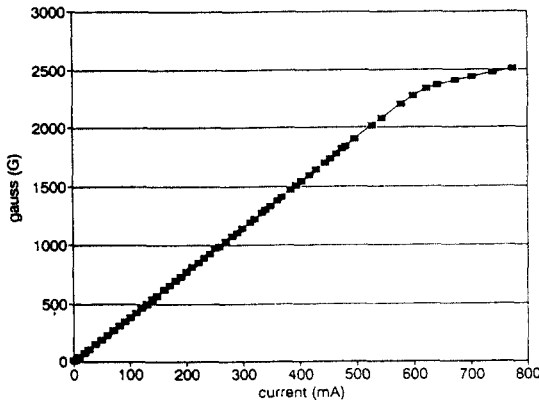


그림 5. 直流電流와 磁氣回路의 磁束變化
Fig 5. B field versus DC current in magnet

또한 磁氣回路를 만들때는 폴(pole)크기와 磁氣場의 飽和特性을 考慮하여 設計해야 한다. 一般的으로 높은 周波數 領域에서 使用되는 YIG素子들의 磁氣場의 飽和特性을 考慮하여 폴의 크기를 크게 한다.

본 論文에서 使用한 磁氣回路는, 2000 Gauss 이내에서 磁束의 飽和 特性이 나타나지 않아 L밴드에서 發振器로 使用하기에 適當하였다. (그림 5)는 直流磁場을 磁氣回路의 코일에 認可했을 때 폴과 뚜껑 사이의 공기 間隔에서 Gauss meter를 利用하여 磁氣場을 測定한 데이터이다.

IV. 廣帶域 負性抵抗을 위한 回路構造의 選擇과 回路設計

YTO의 設計는 基本的으로 廣帶域 負性抵抗과 負性抵抗을 갖는 周波數帶域에서 inductive 成分을 갖도록 BJT의 周邊回路를 構成하는 것이 중요하다. 이것은 광대역 발진기에서 가장 큰 문제인 기생발진 때문이다. 기생발진은 고정된 발진과 발진주파수 근처에서 생기는 발진으로 구분된다. 이 기생발진을 억제하기 위해서는 능동소자의 유동성이나 용량성 부성 저항의 한 쪽만을 利用하여야 한다. 만일 발진주파수 영역에서 용량성과 유도성이 존재하면 위의 기생발진중 어느것은 반드시 나타나게 되어있다. 광대역에서 기생발진을 억제하는 구조로 가장 많이 이용되는 구조는 共通 베이스구조이다.

(그림 6)는 共通 베이스構造의 簡略化된 等價모델을 보여주는데 入力임피던스는 아래와 같다^[3].

$$Z_{input}(S) = \frac{Z_e(s) + T(s)Z'_B(s)}{Z_e(s) + Z_{eq}(s)} \quad (13)$$

여기서 $T(s) = 1 - \alpha(s)$ 이다. 便宜上 아래와 같이 $Y'_B(s)$ 를 아래와 같이 導入하고, $Y_{eq}(s) = 1 / Z_{eq}(s)$ 을 구하면 아래와 같이 된다.

$$Y_{eq}(s) = T^{-1}(s)Y'_B(s) \quad (14)$$

트랜지스터의 $\alpha(s)$ 를 關心 領域에서 (식 15)와 같이 쓸 수 있으므로 이로부터 $T(s)$ 는 (식 16)처럼 表現될 수 있다.

$$\alpha(s) = \frac{\omega T}{s + \omega T} \quad (15)$$

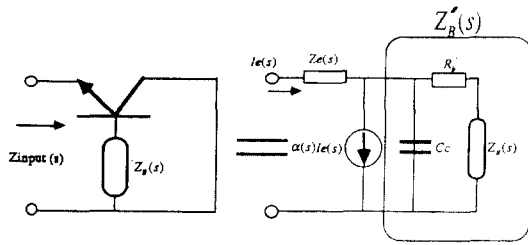


그림 6. 할레터接地 共通베이스 構造의 入力임피던스
Fig 6. Input impedance of common base with grounded collector

$$T(s) = \frac{s}{s + \omega T} \quad (16)$$

따라서, base단에 誘導性 素子を 連結하면 (式 14)에서 $Y_{eq}(s)$ 은 近似的으로 (식 17)로 表現된다.

$$Y_{eq} = \frac{T^{-1}(s)}{sL} = \frac{s + \omega T}{s^2 L} = \frac{1}{sL} + \frac{\omega T}{s^2 L} \quad (17)$$

위의 식을 살펴보면 첫번째 項은 誘導性 素子を 나타내고 두번째 項은 負性抵抗을 갖는 素子가 나타난다. 따라서, 처음 設計時 원하는 構造인 寄生發振을 抑制하는 廣帶域 誘導性 임피던스를 얻을 수가 있다. base단의 값은 發振周波數範圍의 끝짐(상한 주파수가 약 4GHz)에 負性抵抗이 크도록 設計하였다. 이것은 base단의 L값은 주파수가 증가함에 따라서 증가하므로 발진범위의 끝에서 가장 적절하게 설계를 하고, 出力端의 構造는 發振範圍의 始作點 近處에서 負性抵抗이 크도록 設計를 하여 全體적으로 發振範圍에서 負性抵抗을 크도록 設計하는 것이 廣대역 발진기를 제작하는 데 효과적이기 때문이다.

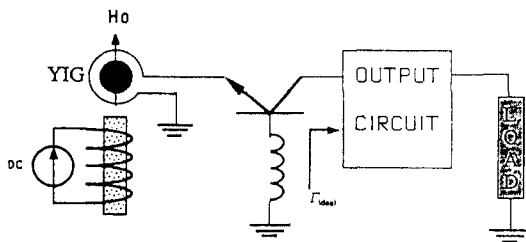


그림 7. YTO의 回路 基本도
Fig 7. The basic topology of YIG tuned oscillator

지금까지 알려진 출력단 정합 부분의 설계를 살펴보면 Ollivier¹⁴는 RC병렬회로에서 C값을 변화시켜가며 입력측에서 임피던스 변화를 살펴보고 있는데 이러한 구조에서는 어떠한 구조가 능동소자에 대해 출력단을 적절히 설계를 하는지에 대한 정보가 없다. Trew¹⁵는 출력단의 영향이 능동소자의 S11과 동위상이 되도록 출력단 함수에 대한 理想函數를 도입하였다. 그리고 출력단회로 constant K필터로 구현하였는데, 이 경우에는 이상함수가 수동소자가 실현 가능하지 않은 구조가 되어 비슷한 제약을 갖는 회로와 이상함수사이의 오차를 줄이는 것이 효과적이지 못했다. Basawapatna와 Papp¹⁶는 각 주파수마다 stability circle을 그리고 출력단의 제적이 이 원을 기준으로 볼 때 불안정영역에 존재하도록 주파수 제적을 찾았다. 그러나 이러한 구조에서는 입력임피던스가 유도성과 용량성을 구분하지 않으므로써, 설계 후에 기생발진을 존재할 우려가 존재한다.

본 논문에서는 기생발진을 억제시키기 위해, 입력단의 임피던스를 유도성 부정저항 영역으로 정하고, 이 영역을 출력단으로 conformal mapping하여 출력단의 제적이 이 영역안 존재하도록 설계를 하였다.

입력면사계수로 표현되는 출력단의 반사계수는 아래와 같다.

$$\Gamma_{out} = \frac{S_{11} - \Gamma_i}{\Delta - S_{22}\Gamma_i} \quad (18)$$

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

여기서 $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$.
입력단의 반사계수 $\Gamma = \rho \exp[j\phi]$ 가 원하는 입력 임피던스를 갖기 위해서는 $\rho \in [1, \infty]$, $\phi \in [0, \pi]$ 이어야 하므로 Γ_i 영역을 Γ_{out} 평면으로 conformal mapping 후 이 영역안에서 될 수 있는 한 50Ω 근처에서 출력단 회로의 주파수 변화의 제적이 놓이도록 출력단 부분을 적절히 설계되어야 한다. 이러한 회로로 여러가지 회로를 檢討한 結果 高域通過필터 形態가 이에 最良으로 近似한 結果를 보이므로 高域通過 形態로 出力端 部分을 具現하였다.

V. 非線型 模擬實驗 및 實驗 結果

發振器의 非線型 模擬實驗에 使用된 BJT는 필립스社의 BFG33의 패키지모델로 f_t 가 12.0 GHz이다. 바이어스點은 class A(5V, 15mA) 점을 選擇하였다. 회로의 최적화 과정은 아래와 같은 목표를 설정하고

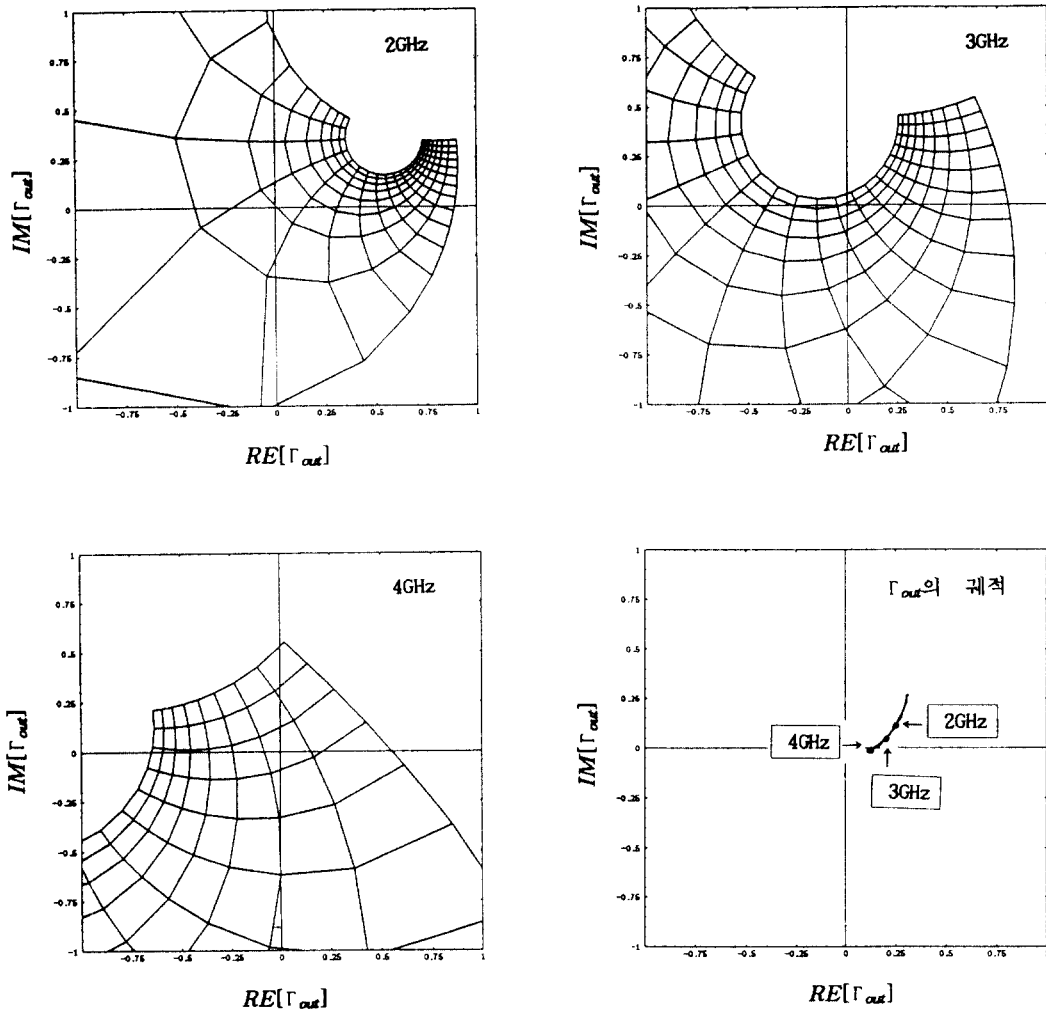


그림 8. Γ_I 에서 Γ_{out} 평면으로 conformal mapping과 출력단의 임피던스

Fig 8. Conformal mapping from Γ_I into Γ_{out} plane and outmatching impedance

시행한 다음 비선형 모의 실험은 HB(Harmonic Balance) 技法으로 EEsof사의 jOMEGA로 遂行하였다.

$$RE[Z_I] < -20 \quad (19)$$

$$IM[Z_I] > 20 \quad (20)$$

$$S_{21} > -5dB \quad (21)$$

모의 실험 결과 L밴드에서 2차 하모닉은 20dBc 이상, 出力戰力 7dBm 程度의 結果를 얻었다. 線型性은 1.5GHz에서 4GHz에서 10MHz 程度로 0.5% 정도로 優秀하였다.

實際 製作한 回路의 發振範圍는 1.4GHz-4GHz로 처음 目標(2GHz-4GHz)보다 더 넓었고 出力의 變動은 1.8GHz에서 3GHz범위 내에서 1.5dB 程度로 常用 YTO(2dB程度)보다 優秀하였다. 발진기의 선형

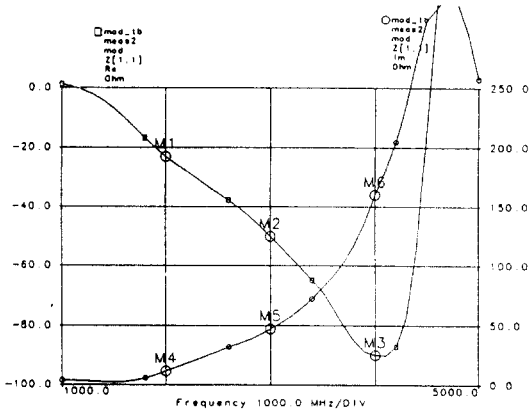


그림 9. 線型 負性 임피던스
Fig 9. Linear negative impedance

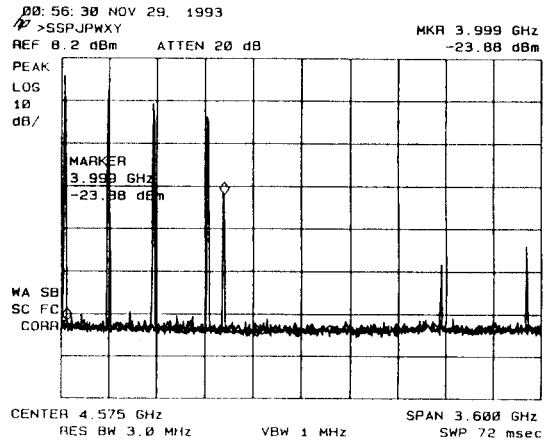


그림 12. 겹친 출력 파워 스펙트럼 (freq. range 2.71-6GHz)
Fig 12. Overlaped output power spectrum

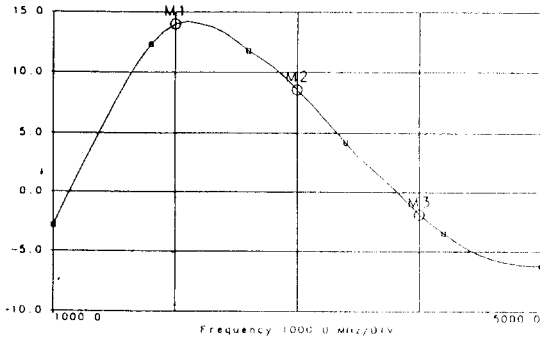


그림 10. 線型回路의 傳達 特性(S21 in dB)
Fig 10. S21 in dB of lineat circuit

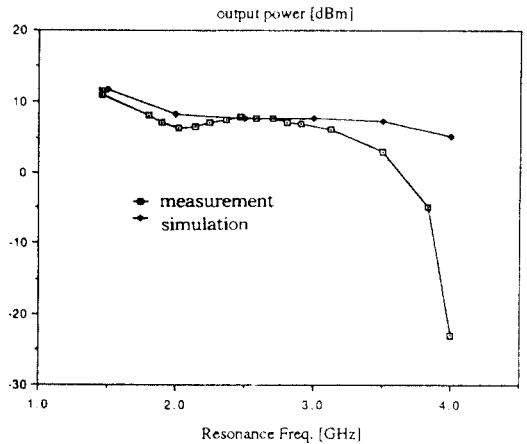


그림 13. 發振 周波數 範圍에 出 力 電 力 의 特 性
Fig 13. Output power spectrum level in oscillation freq. range

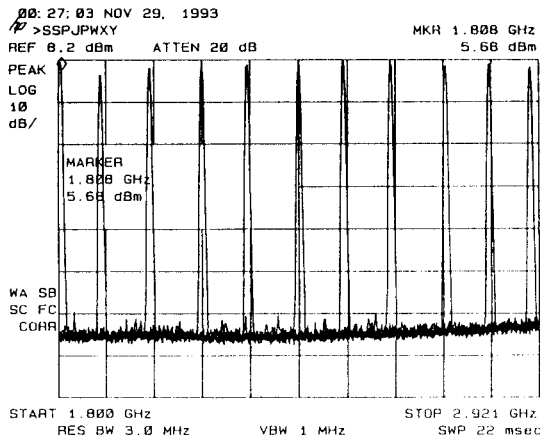


그림 11. 겹친 출력 파워 스펙트럼 (freq. range 1.8-2.921GHz)
Fig 11. Overlaped output power spectrum

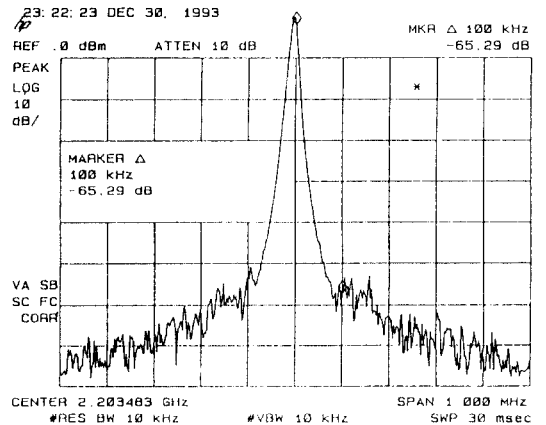


그림 14. 位相 雜音 測定
Fig 14. Phase noise measurement

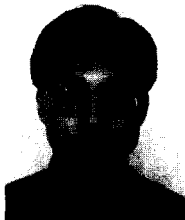
성은 0.5%로 매우 우수하였고, 2차 하모닉은 30dBc 이상되었다. 位相雜音은 스펙트럼 분석器(HP8590)로 측정된 결과, 100kHz offset에서 -105dBc 程度였다.

VI. 結 論

本 論文에서는, YIG 공진기를 전송계수방법으로 測定하여 正確한 等價모형을 誘導하였다. 回路 設計 時에는 寄生發振이 없고 最大發振範圍를 갖게 設計 하는 것이 重要한데, 이를 위해 공통 베이스 구조에 정제된 인덕턴스를 첨가하고서, 이를 簡略화된 등가 모형을 이용하여 인덕턴스 부성서항의 값을 유도하여 보았다. 하한 발진 주파수 근처에서 정제된 효과를 증가시키기 위한 출력단 회로를 conformal mapping 영역한에서 적절한 구조를 선택하여 설계하였다. 回路의 製作에서 인덕터는 wire로 具現하였고 C 값은 칩 形態의 capacitor를 利用하여 製作하였다. 모든 실험과 製作 사이의 誤差는, L밴드에서 세라믹 캐패시터의 寄生효과로 인한 誤差와 L값 具現시 不 正確한 길이로 인한 誤差가 오차의 주된 원인이라 생각된다.

참 고 문 헌

1. Ronald L. Carter, John M. Owens, "YIG Oscillators: Is a Planar Geometry Better?" IEEE Tran. MTT-32 Dec. 1984 pp1671-1674
2. Allen Sweet, *MIC & MMIC Amplifier and Oscillator Circuit Design* Artech House 1990 pp200-211
3. John A. et al, "Use of Transistor-Simulated Inductance as an Interstage Element in Broadband Amplifiers"IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. sc-3,no 1, March 1968.
4. Pierre M. Olliver, "Microwave YIG-Tuned Transistor Oscillator AmplifierDesign: Application to C Band" IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-7, pp54-60 Feb. 1972
5. Robert J.Trew, "Design Theory for Broad-Band YIG-Tuned FET Oscillators" IEEE TRsan, MTT-27 Jan, 1979, pp8-14
6. G.R.Basawqpatna, R.stanciff., "A Unified Approach to the Design of Wideband Microwave Solid State Oscillators"IEEE TRans. MTT-27, May 1978, pp379-385



李文揆(Moon Que Lee) 정회원
1969년 5월 24일생
1992년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 학사
1994년 2월 : 서울대학교 전자공학과 석사
1994년 3월 ~ 현재 : 서울대학교 전자공학과 박사과정

※주관심분야: 비선형 능동회로 설계 분석, 마이크로파 수동회로 설계 등임.

廉京煥(Kyung Whan Yeom)

정회원

1957년 10월 22일생

1980년 : 서울대학교 전자공학과 학사

1982년 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사

1988년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사

1985년 ~ 1991년 : 삼성전기 기술연구소 주임연구원

1991년 ~ 현재 : LTI 책임연구원

※주관심분야: 마이크로파 능동회로, 저전력 파워 앰프 설계, 발진기



南 相 郁(Sangwook Nam) 正會員

1959年 2月 2日生

1981年 2月：서울大學校 電子工學
科 卒業(工學士)

1983年 2月：韓國科學技術院 電氣·
電子工學科 卒業(工學
碩士)

1983年 2月～1986年 8月：金星社
中央研究所(主任研究
員)

1989年 5月：美國 Texas 洲立大學校 電氣工學科 卒業(工
學博士)

1989年 6月～1989年 9月：美國 Texas 洲立大學校 Post-
Doc.(研究員)

1989年 9月～1990年 1月：金星精密 研究所(先任研究員)

1990年 2月～현재：서울大學校 工科大學 電子工學科 助教授
※主關心分野：電磁波 解析, 마이크로波 測定 및 回路設計