論文96-33A-2-10

마이크로스트립 패치 안테나를 이용한 2.4 ~ 2.5 GHz에서 동작하는 전압 조정 발진기의 설계 및 제작

(Design and Fabrication of the 2.4 to 2.5 GHz Voltage Controlled Oscillator using Microstrip Patch Antenna)

黃 在 虎 *, 明 魯 勳 *

(Jae-Ho Hwang and Noh-Hoon Myung)

요 약

반도체 소자는 능동 안테나 요소를 형성하기 위하여 평면상의 안테나와 직접 집적화될 수 있다. 본 논문에서는 마이크로스트립 패치 안테나를 이용하여 2.4 ~ 2.5 GHz에서 동작하는 전압 조정 발진기를 설계, 제작하였다. 리액턴스를 가변하기 위하여 varactor diode를 사용했는데 varactor양단의 제어 전압이 0 ~ 11 V까지 변할 때 설계 과정에서 예측된 전압 조정 발진기의 주파수 제어 범위는 2.448 ~ 2.498 GHz이고 제작된 전압 조정 발진기의 주파수 제어 범위는 2.446 ~ 2.498 GHz이다. 전압 조정 발진기의 공진기로서 그리고 복사 소자로 사용되는 패치 안테나의 전송 전력은 주파수 제어 범위에서 18 mW로 거의 일정하게 유지되었다.

Abstract

Solid-state devices can be directly integrated with a planar antenna to form active antenna elements. In this paper, the voltage controlled oscillator (VCO) is designed and fabricated at 2.4 to 2.5 GHz using a microstrip patch antenna. A varactor diode is used as a variable reactance. The predicted frequency tuning range of the VCO is 2.448 to 2.498 GHz in the design procedure and the fabricated VCO has 2.446 to 2.498 GHz frequency tuning range when the varactor tuning voltage is varied from 0 to 11 V. Transmitted power output of the patch antenna which serves both as a resonator and a radiating element for VCO is about 18 mW over this tuning range.

I. 서 론

준 광학적 전력결합기(quasi-optical power combiner)와 능동 배열에서 가장 기본적인 요소는 source와 복사 요소이다. 준 광학적 전력 결합기와 능동 배열의 구성에서 안테나와 source는 별개의 구성 단위들이었다[1,2]. 이와는 달리 패치 안테나와 source를 하나의 구성 단위로 집적하는 연구가 지속되어 왔다. 즉, 패치 안테나는 발진기의 공진기로서뿐만 아니라 안테나로서 사용되고 source로는 gunn diode를 이용한 반사형 발진기와 FET을 이용한 전송형 발진기를 제작하였다[3,4].

최근 들어 이런 집적된 형태의 발진기를 능동 배열

* 正會員, 韓國科學技術院 電氣 및 電子工學科

(Dept. of Elec. Eng. Korea Advanced Institute of Science and Technology)

接受日字: 1995年2月27日, 수정완료일: 1996年1月26日

안테나의 배열 소자로 사용하여 배열 소자의 end elements의 발진 주파수를 조정함으로써 능동 배열 안테나의 beam을 제어하는 연구가 지속되어 왔다[5,6]. End elements의 발진 주파수를 조절하기 위하여 FET의 게이트 바이어스 전압을 조정하는 방법과 패치와 접지면 사이에 varactor diode를 삽입하여 발진기의 공진기로서 사용된 패치 안테나 자체의 공진 주파수를 변화시키는 방법을 이용하였다[5,6,7,8,9]. 게이트 바이어스 전압을 조정하는 방법은 구현하기가 쉽지만 주파수 제어 범위가 작다는 단점이 있다. 그리고 varactor diode를 패치 안테나 자체에 삽입하는 방법은 주파수 제어 범위는 비교적 넓지만 varactor diode와 패치 안테나를 개별 소자로 볼 수 없기 때문에 해석하기가 힘든 단점이 있다.

본 논문에서는 패치 안테나를 이용하여 2.4 ~ 2.5 GHz에서 동작하는 능동 배열 안테나의 배열 소자로 사용되는 반사형 발진기를 설계 및 제작하고 반사형 발진기를 확장하여 앞에서 언급한 기존의 두 방법과는 다른 새로운 방법을 이용하여 전압 조정 발진기를 설계하고자 한다. 즉, 마이크로스트립 선로를 사이에 두고 varactor diode와 패치 안테나를 직렬로 연결시켜 varactor diode와 패치 안테나를 개별 소자로 볼 수 있게 하였다.

Ⅱ. 패치 안테나의 해석

1. 공진기내의 전계

패치 안테나를 공진기 모델로 해석하기 위하여 기판의 두께가 λ보다 아주 작다고 가정한다. 그림 1과 같이 사각형 마이크로스트립 패치 안테나가 마이크로스트립 선로로 급전될 때 공진기내의 전계는 Maxwell 방정식과 Green함수를 이용하면 식 (1)처럼 표현된다.

$$\begin{aligned} E(x,y) &= j\omega\mu \iint G(x,y;x',y')J(x',y')\,dx'dy' \\ &= -j\omega\mu \sum_{m=0}^{\infty}\sum_{n=0}^{\infty} \frac{\psi_{mn}(x,y)}{k^2-k_{mn}^2} \iint J_z\,\psi_{mn}(x',y')\,dx'dy' \\ &= -j\omega\mu \sum_{m=0}^{\infty}\sum_{n=0}^{\infty} \frac{\psi_{mn}(x,y)}{k^2-k_{mn}^2}\,\psi_{mn}\left(\frac{x1+x2}{2},0\right) \frac{\sin\left[\frac{m\pi}{2a}(x2-x1)\right]}{\frac{m\pi}{2a}} \\ &= \sum_{m=0}^{\infty}\sum_{n=0}^{\infty} E_{mn}\psi_{mn}(x,y) \end{aligned} \quad (1)$$

여기에서,

$$E_{mn} = \frac{-j\omega\mu\,\psi_{mn}\left(\frac{x1+x2}{2},0\right)}{\omega^2\mu\varepsilon_0\varepsilon_r(1-j\delta)-\left[(m\pi/a)^2+(n\pi/b)^2\right]} \frac{\sin\left[\frac{m\pi}{2a}(x2-x1)\right]}{\frac{m\pi}{2a}} \quad (2)$$

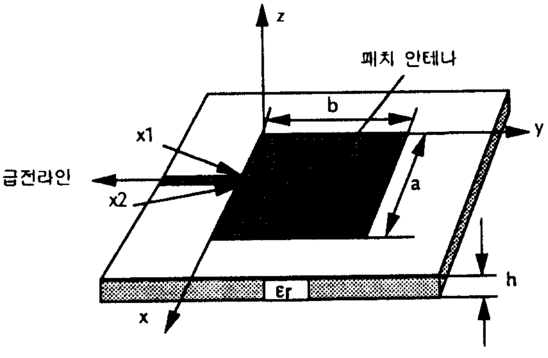


그림 1. 마이크로스트립 선로 급전
Fig. 1. Microstrip line feeding.

2. 패치 안테나의 입력 임피던스

공진기의 입력 임피던스는 급전 점에서의 전압 대 전류 비로 표현된다. 그러므로 패치 안테나를 공진기 모델을 이용하여 해석한 경우, 패치 안테나의 입력 임피던스는 패치 안테나의 복사 손실과 공진기내의 유전체 손실 그리고 패치 안테나의 표면 전류에 의한 도체 손실을 고려해 줌으로써 패치 안테나를 공진기로 볼 수 있다. 그러므로 패치 안테나의 입력 임피던스는 급전 점에서의 전압 대 전류 비로 표현할 수 있게 된다. 복사 손실과 유전체 손실 그리고 도체 손실을 고려해 주기 위해 effective loss tangent(δ_{eff})를 구하면 된다. 즉, δ_{eff}는 다음과 같이 구해진다[11].

$$\delta_{eff} = \frac{P_r+P_d+P_c}{\omega(W_e+W_m)} \quad (3)$$

식 (3)에서 P_r은 패치 안테나의 복사 손실 전력을, P_d는 유전체 손실 전력, P_c는 도체 손실 전력, W_e는 공진기 내부에 저장된 전기에너지, W_m은 공진기 내부에 저장된 자기에너지이다. 공진기내의 전계 E_z와 등가 영상전류법을 이용해 원거리 전자장을 구함으로써 패치 안테나의 복사 손실 전력을 구하고 공진기내의 전계 E_z를 이용하여 유전체 손실을, 공진기내의 자계를 이용하여 도체 손실 전력을 구하면 된다. 전기에너

지는 공진기내의 전계를 체적 적분함으로써 구하고 자기에너지는 공진기내의 자계를 체적 적분하면 된다.

δ를 위에서 구한 δ_{eff}로 대치하면 복사 손실과 유전체 손실 그리고 도체 손실이 모두 고려된 공진기내의 전계 E_z가 구해지고 이를 이용해 앞에서 언급한 것처럼 패치 안테나의 입력 임피던스는 급전 점에서의 전압 대 전류 비로 식 (4)처럼 표현된다.

$$Z_{ant} = -\frac{\frac{h}{x2-x1}\int_{x1}^{x2} E_z\,dx}{I} = -\frac{\frac{h}{x2-x1}\int_{x1}^{x2} E_z\,dx}{J_z(x2-x1)} \quad (4)$$

그림 2는 식 (1)과 식 (2) 그리고 식 (4)를 이용하여 구한 패치 안테나의 입력 임피던스를 보여준다.

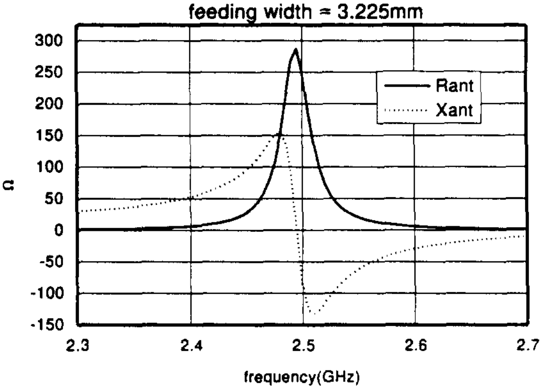


그림 2. 패치 안테나의 입력 임피던스

Fig. 2. Input impedance of the patch antenna.

Ⅲ. 패치 안테나를 이용한 반사형 발진기의 설계 및 제작

패치 안테나를 이용한 반사형 발진기에서는 패치 안테나를 발진기의 공진부로서 그리고 부하부로서 그리고 안테나로서 이용한다. 발진기의 공진부와 부하부가 합쳐져 있으므로 2 단자 능동 소자를 1 단자 능동 소자로 모델링할 수 있다. 그러므로 공진부와 부하부가 서로 분리되어 있는 경우와는 달리 공진부와 부하부가 합쳐진 단에서만 발진 조건을 만족하면 된다.

1. 반사형 발진기의 설계 과정

공통에미터 BJT를 불안정하게 하기 위하여 에미터 단에 단락 스터브를 마이크로스트립 선로로 구성한다. 발진기에서 패치 안테나는 공진기로서뿐만 아니라 하나의 부하이므로 패치 안테나로 최대 전력을 공급하기 위하여 베이스 단의 마이크로스트립 개방 스터브의 길이와 선로 폭을 가변하여 컬렉터 단에서 바라본 반사계수의 크기가 최대가 되도록 설계한다.

발진 회로에 바이어스를 공급하였을 때 초기 상태에서는 출력 전력이 작다. 즉 초기 상태에서는 능동 소자는 소신호 모드에서 발진하고 있다고 생각할 수 있다. 그러나 출력 전력이 증가할 때 능동 소자의 부저항 성분은 전류가 포화상태에 도달함에 따라 감소하게 된다. 결국 정상상태에 도달했을 때 부저항의 크기는 수동 소자의 저항 성분과 같게 된다. 그러므로 발진을 일으키기 위한 초기 상태에서는 식 (5)와 식 (6)에서 나타낸 발진 시작 조건이 필요하다[13].

$$|\,Re\,[\,Z_d\,]\,| > 1.20\,Re\,[\,Z_p\,] \quad (5)$$

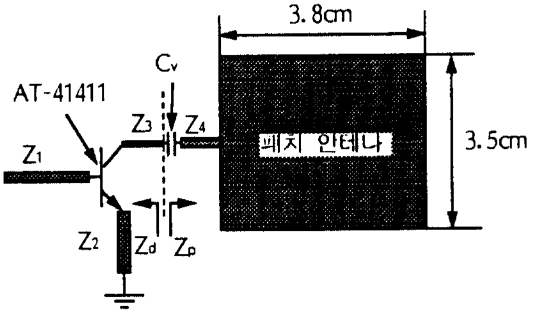
$$Im\,[\,Z_p\,] = -Im\,[\,Z_d\,] \quad (6)$$

식 (5)와 식 (6)의 발진 시작 조건을 원하는 발진 주파수에서 동시에 만족시키기 위하여 공진기 모델로 해석한 패치 안테나의 입력 임피던스를 마이크로스트립 선로를 이용하여 발진 시작 조건과 식 (7)에 주어진 안정화 조건이 만족되도록 마이크로스트립 선로의 길이와 폭을 정한다.

$$R_p'(\omega_0)\frac{\partial R_d}{\partial A}\left[\frac{X_p'(\omega_0)}{R_p'(\omega_0)} - \frac{\partial X_d/\partial A}{\partial R_d/\partial A}\right] > 0 \quad (7)$$

여기에서, $R_p'(\omega)$와 $X_p'(\omega)$는 발진 주파수 ω_0에 대한 미분을 각각 나타내고 A는 발진 진폭이다.

그림 3에 패치 안테나와 능동 소자로 구성된 반사형 발진기의 설계된 전체 회로를 보여준다. 발진기의 설계는 비 유전율이 2.45이고 loss tangent가 0.0018, 두께가 0.784 mm인 테플론 기판과 능동 소자로는 AT-41411을 이용하여 설계하였다. 이때 능동 소자의 바이어스는 콜렉터 전류가 10 mA, V_{CE}는 8 V로 하였다. 그림 4는 설계된 회로의 능동 소자 부분과 수동 소자 부분에서의 임피던스를 선형 해석한 결과이다. 그러나 발진기의 설계를 Super-compact을 이용하여 선형 해석을 했기 때문에 발진기의 발진 주파수를 정확하게 맞출 수 없다. 그러므로 설계 과정에서 원하는 발진 주파수를 얻기 위하여 C_t를 두 마이크로스트립 선로 사이에 삽입하여 C_t값을 가변하는 방법과 베이스 개방 스터브의 길이를 조정하는 방법을 사용하여 발진 주파수를 조절할 수 있도록 하였다.



	특성 임피던스	길이	폭
Z_1	72Ω	25mm	1.23mm
Z_2	54Ω	23mm	2mm
Z_3	111Ω	15mm	0.5mm
Z_4	51Ω	12mm	2.23mm

그림 3. 설계된 반사형 발진기
Fig. 3. The designed reflection type oscillator.

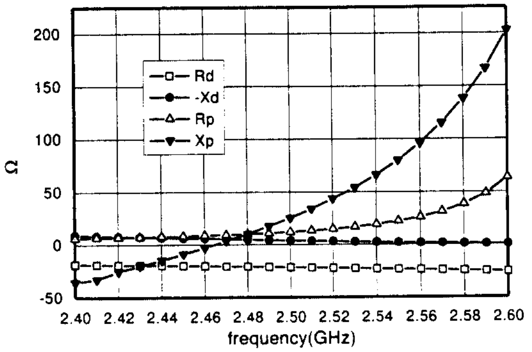


그림 4. 설계된 발진기의 능동 소자 부분과 수동 소자 부분에서의 임피던스
Fig. 4. Impedance at active device part and passive device part for the designed oscillator.

2. 반사형 발진기의 제작 및 실험 결과

그림 5는 제작된 반사형 발진기의 전체 회로를 보여주고 있다. 능동 소자의 바이어스는 외부 바이어스 회로를 만들어 주어 능동 소자의 베이스와 콜렉터에 바이어스 전류를 공급하여 V_{CE}는 8 V, I_C는 10 mA가 되도록 하였다.

그림 5의 제작된 전체 회로의 발진 주파수를 패치 안테나의 공진 주파수와 동일하게 하기 위하여 C_r의 값을 변화시켜 주었다. C_r값이 아주 클 때(20 pF이상) 발진 주파수는 측정 결과 2.44 GHz이다.

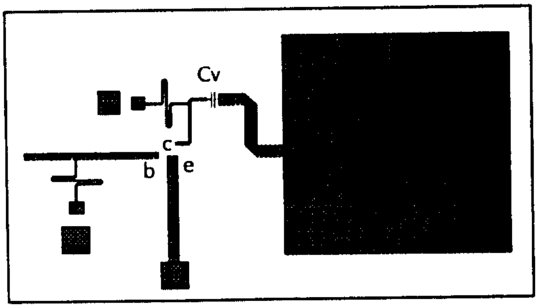


그림 5. 제작된 반사형 발진기 layout
Fig. 5. The layout of the fabricated reflection type oscillator.

표 1. C_r값에 따른 발진 주파수의 변화
Table. 1. Variation of the oscillation frequency as Cr value changes.

C_r \ 발진 주파수	실험치	이론치
22 pF 이상	2.444 GHz	2.471 GHz
6 pF	2.456 GHz	2.480 GHz
5 pF	2.457 GHz	2.482 GHz
3 pF	2.470 GHz	2.496 GHz
2 pF	2.476 GHz	2.508 GHz
1 pF	2.504 GHz	2.531 GHz
0.5 pF	2.545 GHz	2.572 GHz

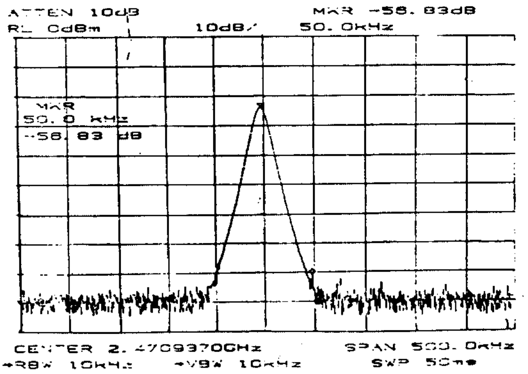
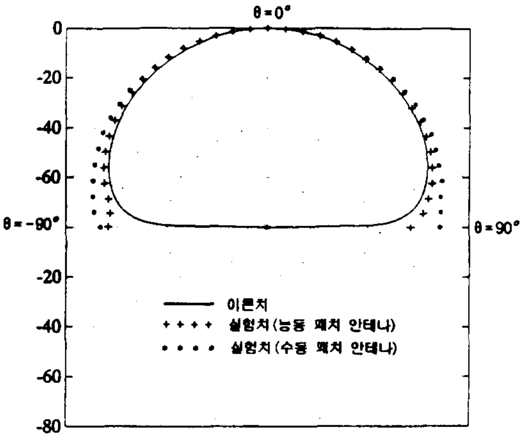
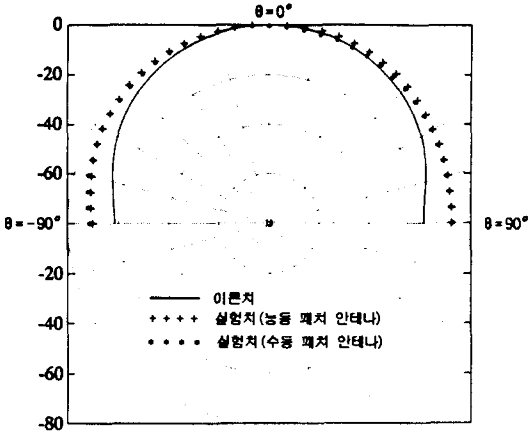


그림 6. 반사형 발진기의 출력 스펙트럼
Fig. 6. Output spectrum of the reflection type oscillator.



(a)



(b)

그림 7. 수동 패치 안테나와 능동 패치 안테나의 복사 패턴
(a) E-plane 복사 패턴
(b) H-plane 복사 패턴

Fig. 7. Radiation pattern of passive patch antenna and active patch antenna.
(a) E-plane radiation pattern
(b) H-plane radiation pattern

표 1에는 C_t값이 변함에 따른 발진 주파수의 실험치와 이론치를 각각 나타내었다. 이론치와 실험치가 약간 차이가 나는 것은 이론치에서는 비선형 특성을 가지는 능동 소자부를 Super-compact을 이용하여 선형 해석하였기 때문이다. 그림 6은 발진기의 출력 스펙트럼을 나타낸다. 발진 주파수로부터 50 kHz떨어진 곳에서 측정된 발진기의 위상 잡음은 대략 -90 dBc/Hz이다.

그림 5에 보여진 반사형 발진기의 패치 안테나는 안테나로서도 동작하는데, 그림 7.a와 그림 7.b는 그림 1에 보여진 수동 패치 안테나와 그림 5에서 제작된 반사형 발진기의 패치 안테나에서 복사하는 E-plane 복사 패턴과 H-plane 복사 패턴을 이론치와 비교한 결과이다.

Ⅳ. 패치 안테나를 이용한 전압 조정 발진기의 설계 및 제작

전압 조정 발진기를 제작하기 위하여 제어 전압에 따라 능동 소자부 또는 수동 소자부의 리액턴스 값을 변화시키는 소자가 필요한데 일반적으로 사용되어지는 것이 YIG와 varactor이다. 본 논문에서는 높은 Q(quality factor)값을 갖는 반면 다루기가 어려운 YIG대신 Q는 YIG에 비하여 작지만 다루기 쉬운 varactor diode를 사용하여 리액턴스 값을 변화시키는 소자로 사용했다.

1. Varactor diode의 모델링

본 논문에서는 varactor diode의 등가 모델을 제어 전압에 따른 varactor diode의 특성을 측정한 후 이를 이용하여 모델링하였다. 그림 8은 측정한 varactor diode(DKV3804-58)의 제어 전압에 따른 저항 성분과 리액턴스 성분의 변화를 나타낸다. Varactor diode의 일반적인 등가 모델은 Varactor자체의 $R_s(V)$와 $C_t(V)$ 그리고 wire bond에 의한 기생 직렬 인덕턴스(L_s)로 구성된 그림 9와 같이 모델링할 수 있다. 실험치로부터 Varactor 등가 임피던스 Z_t를 제어 전압에 따른 등가 R, L, C로 구현할 수 있다. 표 2에 나타난 R, L, C값을 설계시 varactor diode의 등가 모델로 사용한다.

표 2. Varactor diode의 등가 RLC 모델
Table 2. Equivalent model of the varactor diode.

제어 전압(V)	R(Ω)	L(nH)	C(pF)
1.5	11	4	0
3	11	3.558	0
4.5	11	2.858	0
5.73	9	2.384	0
7.2	7	1.675	0
8.79	5	0.564	0
10.26	3	0	31.8
11.4	3	0	6.97

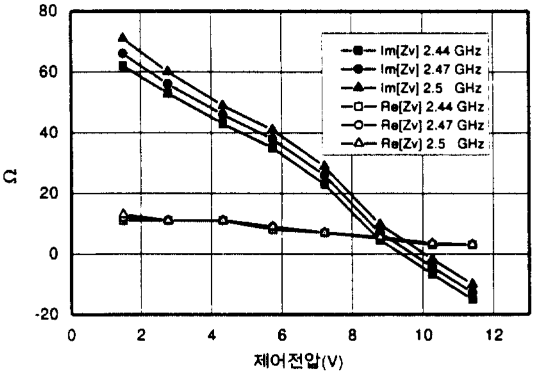


그림 8. 제어 전압에 따른 varactor diode의 저항 성분과 리액턴스 성분의 변화

Fig. 8. The change of varactor diode's resistance and reactance components as control voltage changes.

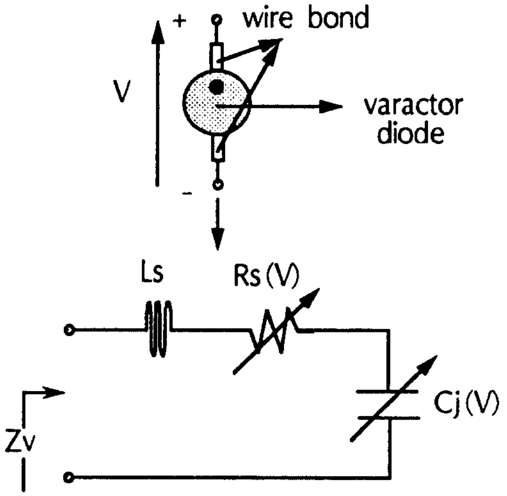


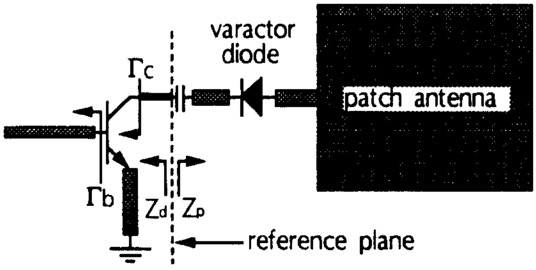
그림 9. Varactor diode의 등가 모델

Fig. 9. Equivalent circuit of the varactor diode.

2. 패치 안테나를 이용한 전압 조정 발진기의 설계 과정

그림 10은 패치 안테나를 이용하여 설계한 전압 조정 발진기의 회로도이다. 설계 과정은 측정한 varactor diode의 등가 모델을 구한 후 제 III 장에 서 설명했던 과정에 따라 설계하면 된다.

제 III 장에서의 설계 과정과 다른 점은 다음과 같다.



	특성 임피던스	길이	폭
Z_1	72 Ω	25mm	1.25mm
Z_2	54 Ω	23mm	2mm
Z_3	111 Ω	15mm	0.5mm
Z_4	50 Ω	3.498mm	2.283mm
Z_5	40 Ω	11.5mm	3.225mm

그림 10. 설계된 전압 조정 발진기

Fig. 10. The designed VCO.

그림 10에 설계된 전압 조정 발진기는 제 III 장에서 설계한 반사형 발진기와 콜렉터 단에서 바라본 능동 소자 부분은 동일하다. 제 III 장에서는 비선형 특성을 가지는 능동 소자를 선형 해석하였지만 전압 조정 발진기의 설계에서는 제 III 장의 실험 결과를 바탕으로 콜렉터 단에서 바라본 능동 소자의 $-X_d$를 수정하여 제어 전압에 따른 발진 주파수의 변화와 전압 조정 발진기의 주파수 제어 범위를 설계 과정에서 예측한다. 즉, 제 III 장에서 반사형 발진기의 이론치와 실험치를 표 1에 나타내었다. 여기에서 이론치와 실험치가 차이가 나는 것은 능동 소자가 비선형 특성을 가지므로 선형 해석으로는 $-X_d$를 정확하게 예측할 수 없기 때문이다. 만약 제 III 장에서 반사형 발진기의 능동 소자 부분을 비선형 해석을 했다면 발진 주파수의 이론치와 실험치는 거의 일치하게 될 것이다. 그러므로 $-X_d$의 값을 주파수의 함수로서 제 III 장에서 설계했던 반사형 발진기의 C_v값을 변화시키면서 각 C_v값에 따른 발진 주파수의 이론치와 실험치가 일치하도록 선형 해석한 이론치의 $-X_d$값을 실험치로부터 수정한다.

그림 11은 C_v값이 2 pF일 때 수정된 $-X_d$를 이용하여 설계된 전압 조정 발진기의 제어 전압에 따른 리액턴스의 변화를 해석한 결과이다. 수정된 $-X_d$와 X_p

가 만나는 점이 발진 주파수이므로 그림 11로부터 설계된 전압 조정 발진기의 발진 주파수는 제어 전압이 0 ~ 11 V 사이에서 변할 때 2.448 ~ 2.498 GHz 사이에서 변하므로 전압 조정 발진기의 이득은 4.545 MHz/V이다.

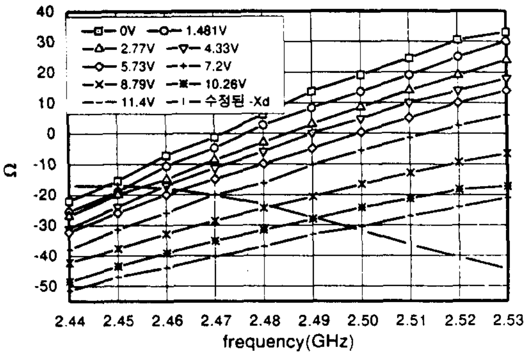


그림 11. 설계된 전압 조정 발진기의 제어 전압에 따른 X_p와 수정된 $-X_d$

Fig. 11. X_p and revised $-X_d$ for the designed VCO as control voltage changes.

3. 전압 조정 발진기의 제작 및 실험 결과

그림 12는 패치 안테나와 varactor diode를 이용하여 제작된 전압 조정 발진기의 전체 회로를 보여준다. 능동 소자로 AT-41411트랜지스터를 사용했고 트랜지스터의 바이어스는 제 III 장에서 제작한 반사형 발진기의 바이어스와 동일하다.

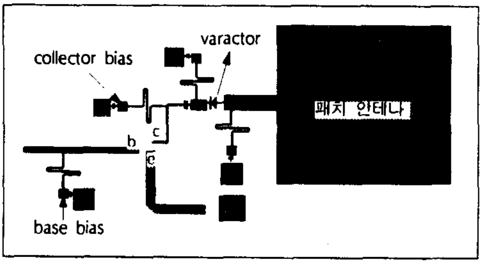


그림 12. 제작된 전압 조정 발진기의 layout

Fig. 12. The layout of the fabricated VCO.

외부에 잡음이 존재할 때 잡음이 패치 안테나에서 수신되므로 전압 조정 발진기의 발진 주파수가 흔들리게 된다. 그러므로 전체 전압 조정 발진기가 외부 잡음의 영향을 받지 않는 상태에서 전압 조정 발진기의 특성을 측정하기 위하여 패치 안테나에서 복사되는 전력을 chamber에서 수신 안테나로 horn 안테나를 사용하여 varactor diode의 제어 전압을 0 ~ 11 V 사이에서 조절하면서 제어 전압에 따른 발진 주파수의 주파수 제어 범위와 출력 전력을 측정하였다. 여기에서 출력 전력은 패치 안테나의 전송 전력을 의미한다. 제어 전압에 따른 전송 전력을 측정하기 위하여 식 (8)에 나타난 Friis의 전송 식을 이용했다[14].

$$P_t = \frac{1}{P_r}\frac{(4\pi R)^2}{\lambda_0^2}\frac{1}{G_t G_r} \qquad (8)$$

식 (8)에서 P_t는 패치 안테나의 전송 전력, P_r은 수신 안테나인 horn 안테나의 수신 전력, R은 패치 안테나와 horn 안테나 사이의 거리, G_t는 패치 안테나의 이득, G_r은 horn 안테나의 이득이다.

그림 13에는 제어 전압에 따른 발진 주파수의 변화를 알아보기 위하여 이론치와 실험치를 비교하였다. 제어 전압이 0 ~ 11 V 사이에서 변할 때 발진 주파수의 변화는 이론치가 2.448 ~ 2.498 GHz, 실험치가 2.446 ~ 2.498 GHz이다. 전압 조정 발진기의 평균 이득은 이론치가 4.545 MHz/V이고 실험치가 4.727 MHz/V이다.

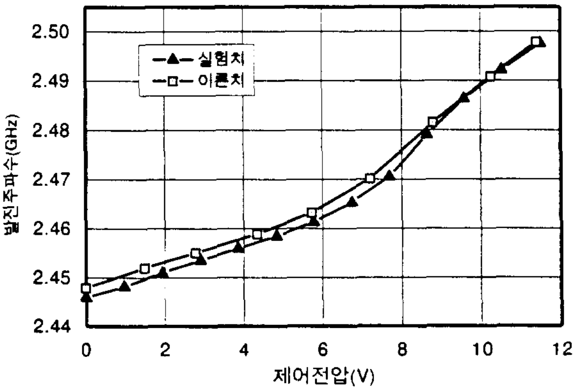


그림 13. 제어 전압에 따른 발진 주파수의 이론치와 실험치 비교

Fig. 13. Comparison between designed value and experimented value as control voltage changes.

이상적인 전압 조정 발진기에서는 제어 전압에 따라서 발진 주파수는 선형적으로 변해야 한다. 그림 13의

제어 전압에 따른 발진 주파수의 변화가 선형적이지 못한 이유는 다음과 같다. 즉, Varactor diode의 특성이 제어 전압에 따라 선형적이지 못했고, 패치 안테나의 리액턴스 변화가 패치 안테나의 공진 주파수 근처에서 크기 때문이다.

그림 14는 제어 전압에 따른 패치 안테나의 전송 전력을 나타낸다. 전송 전력은 측정할 때의 ± 2 dBm 정도의 오차를 생각하면 거의 일정하다고 볼 수 있다.

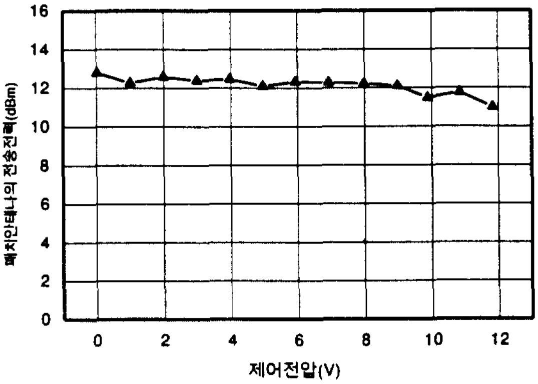


그림 14. 제어 전압에 따른 전송 전력
Fig. 14. Transmitted power as control voltage changes.

4. 기존의 방법과의 비교

게이트 바이어스를 조정함으로써 게이트와 소스 사이의 C_{gs}를 변화시켜 발진 주파수를 조정한 경우는 게이트에 가해 줄 수 있는 역 전압이 제한되어 있기 때문에 전압 조정 발진기의 이득은 대략 25 MHz/V로 크지만 주파수 제어 범위가 40 MHz정도로 제한된다[7]. 반면, varactor diode를 패치와 접지면 사이에 삽입하여 패치 안테나 자체의 공진 주파수를 조정함으로써 발진 주파수를 변화시키는 경우에는 varactor diode(BAR 28)의 제어 전압이 0 ~ 30 V 사이에서 변할 때 전압 조정 발진기의 주파수 제어 범위는 대략 100 MHz로 넓지만 전압 조정 발진기의 이득은 3.33 MHz/V로 작다[8]. 본 논문에서 제시한 방법은 varactor diode(DKV3804-58)의 제어 전압이 0 ~ 11 V 사이에서 변할 때 주파수 제어 범위는 50 MHz이고, 이득은 이론치가 4.545 MHz/V이고 실험치가 4.727 MHz/V였다. 만약 제어 전압의 범위를 증가시킨다면 보다 높은 주파수 제어 범위를 갖게 될 것이다.

V. 결 론

본 논문에서는 발진기의 공진부로서 안테나로서 동작하는 패치 안테나를 이용하여 2.4 ~ 2.5 GHz에서 동작하는 반사형 발진기를 설계 및 제작하였고 반사형 발진기를 확장하여 2.4 ~ 2.5 GHz에서 패치 안테나의 공진 주파수로부터 수십 ~ 100 MHz정도의 제어 범위를 가지는 전압 조정 발진기를 설계 및 제작하였다.

설계 및 제작 과정에서 X-band이상에서도 쉽게 적용하기 위하여 마이크로스트립 선로를 이용했다. 그러므로 전체 회로의 크기가 다소 크다는 단점이 있다. 그러나 주파수가 증가함에 따라 마이크로스트립 선로의 길이와 폭이 감소하므로 X-band이상에서 전체 회로의 크기는 상당히 감소하게 될 것이다.

본 논문에서 패치 안테나를 이용하여 설계 및 제작된 발진기를 능동 배열 안테나의 배열 소자로 사용하고 전압 조정 발진기를 배열 안테나의 end elements로 사용하여 beam제어에 이용될 수 있고 전압 조정 발진기에서 패치 안테나를 통하여 FM 송신이나 수신으로서도 사용될 수 있다.

참 고 문 헌

[1] K. Chang, S. Sun, "Millimeter-wave Power Combining Techniques," *IEEE Trans.*, MTT-31, pp. 91-107, 1983.

[2] J. M. Mink, "Quasi-optical Power Combining of Solid state Millimeter-wave Sources," *ibid.*, MTT-34, pp. 273-279, 1986.

[3] H. J. Thomas, D. L. Fudge and G. Morris, "Gunn Source Integrated with a Microstrip Patch," *Microw. RF*, pp.87-89, 1985.

[4] J. A. Navarro, K. A. Hummer and K. Chang, "Active Integrated Antenna Elements," *Microwave Journal*, pp. 115-126, Jan. 1991.

[5] P. Liao, R. A. York, "A New Phase Shifterless Beam Scanning Technique using Arrays of Coupled Oscillators," *IEEE Trans.*, MTT-41, NO. 10, pp. 1810-1815, 1993.

[6] R. A. York, "Nonlinear Analysis of Phase Relationships in Quasi-Optical Oscillator Arrays," *IEEE Trans.*, MTT-41, NO. 10, pp. 1810-1815, Oct. 1993.

[7] J. Birkeland, T. Itoh, "Planar FET Oscillator using Periodic Microstrip Patch Antennas," *IEEE Trans.*, MTT-37, NO. 8, pp. 1232-1236, Aug. 1989.

[8] P. M. Haskins, P. S. Hall, J. S. Dahele, "Active Patch Antenna Element with Diode Tuning," Electronics Letters, Vol. 27, No. 20, pp. 1846-1847, Sep. 1991.

[9] R. D. Martinez, R. C. Compton, "High-Efficiency FET/Microstrip-Patch Oscillators," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 36, No. 1, pp. 16-19, Feb. 1994.

[10] W. F. Richards, Y. T. Lo and D. Harrison, "An Improved Theory for Microstrip Antennas and Applications," *IEEE Trans. Antenna and Propagation*, Vol. AP-29, pp. 38-46, 1981.

[11] K. Kurokawa, "Some Basic Characteristics of Broadband Negative Resistance Oscillator Circuits," *Bell Sys. Tech. J.*, vol. 48, pp. 1937-1955, 1969.

[12] K. F. Lee, S. R. Chebolu, W. Chen, R. Q. Lee, "On the Role of Substrate Loss Tangent in the Cavity Model Theory of Microstrip Patch Antennas," *IEEE Trans. Antenna and Propagation*, Vol. AP-42, pp. 110-112, 1994.

[13] S. Y. Liao, *Microwave Circuit Analysis and Amplifier Design*, Prentice-Hall, 1987.

[14] W. L. Stutzman, G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, John Wiley and Sons, 1981.

저 자 소 개

黃 在 虎(正會員)

1970년 3월 15일생. 1992년 2월 경북대학교 공과대학 전자공학과 졸업(학사). 1995년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 MS. 1996년 현재 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사과정. 주관심분야는 안테나 공학, 전파 전파 및 산란 해석, 마이크로파 공학, 이동 및 위성통신 등임.

明 魯 勳(正會員)

1976년 2월 서울대학교 전기공학과 졸업(학사). 1982년 12월 Ohio State Univ. 전기공학과(석사). 1986년 8월 Ohio State Univ. 전기공학과(박사). 1986년 9월 이후 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 재직. 주관심분야는 전파 전파 및 산란 해석, 마이크로파 공학, 이동 및 위성통신, EMI/EMC/EMS 등임.