

35 GHz Drop-in 형 Gunn Diode 전압제어 발진기의 설계 및 제작

正會員 廉 京 煥*

The Design and fabrication of the drop-in style 35 GHz millimeter wave VCO utilizing Gunn diode

Kyung Whan Yeom* Regular Members

要 約

본 논문에서는 35 GHz에서 동작하는 밀리미터파 대역에서의 drop-in 전압제어 발진기의 체계적인 설계 방법을 제시하였다. 기존의 Gunn 다이오드를 이용한 도파관형 발진기와는 달리 housing에 drop-in으로 장착할 수 있어 여타 마이크로스트립으로 이루어진 집적회로와 집적 시키는 것이 용이하고, 불필요한 포선 작업을 배제 시킬 수 있으며, drop-in 장착으로 인해 진동 충격 등의 기계적 신뢰성을 개선시키는 것에 목적을 두었다. 제작된 발진기는 35 GHz에서 500 MHz의 주파수 조정이 가능하며, 출력은 약 20 dBm 정도로서 신관부 적용에 알맞게 되어 있다. 이 전압제어 발진기는 5V 공급 시 약 1.3A의 전류가 흐르며, 부분적 도파관 형식의 이용으로 인해 이러한 직류전력 소모로 인해 발생하는 열에도 불구하고 안정적인 발진을 얻을 수 있었다.

ABSTRACT

A novel design of a drop-in style millimeter wave VCO operating at 35 GHz is proposed. Compared with waveguide Gunn oscillators, it makes possible to integrate directly with microstrip style integrated circuits without any difficulty. Furthermore, it will give the better reliability in vibration, mechanical shock, and acceleration considering its mounting and the removal of wires needed to assemble. This VCO needs 5V DC voltage and gives 20 dBm RF power with the tuning range of 500 MHz. So it will be a candidate for a low cost sensor for fuze. Thanks to the partial exploitation of the waveguide structure, the stable oscillation is observed in spite of the heat cause a by DC power dissipation.

* (주)엘 티 아이

LTI

論文番號 : 9569

接受日字 : 1995年 2月 17日

I. 서 론

밀리미터 파는 파장이 mm 대역에 있는 전자파로서 복잡한 기능을 소형화 시킬 수 있어 군용 또는 통신용으로 응용이 기대되고 있다. 이러한 밀리미터파에서 신호원으로 이용되는 반도체로서는 소전력으로서 Gunn 다이오드대전력으로서 IMPATT diode 등이 있으며 이들은 대부분 방열과 손실 문제 등으로 마이크로스트립 보다는 도파관으로 구성되어 신호원으로 이용되고 있다. 이러한 신호원들은 microstrip을 이용한 여타 밀리미터 집적회로와 집적 시 도파관 대 동축 adapter를 이용한 공간 배치가 필연적이어서 소형화, 집적화 시키는데 어려움이 있게 된다. 또한 부가적으로 전원 공급을 위해 별도의 포선 작업이 필요하며 이러한 포선은 충격, 진동 등 기계적 신뢰성을 요구하는 곳에 별도의 세심한 노력을 필요로 하게한다. 본 고에서는 도파관으로 구성 시 발생하는 이점을 충분히 활용하고 타 microstrip으로 구성된 밀리미터파 집적회로와 집적이 용이한 drop-in 형태의 도파관형 발진기를 설계 제작하였으며 이것의 성능을 시험 평가하였다.

II. Drop-in 형태의 전압제어발진기의 구성

그림 1에 35GHz에서 동작하는 전압제어 발진기의 구성을 보였다.

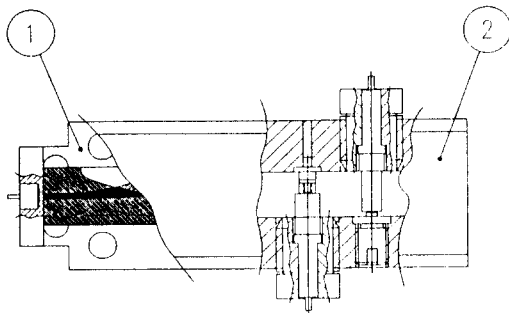


그림 1. 전압제어발진기의 구조(평면도)

그림 1에서 전압제어발진기는 크게 두개의 부분으로 나누어진다. 그림 1에서 2는 전압제어 발진부로서 발진의 핵심소자인 Gunn diode 및 이 발진기의 주파수를

조정하기 위한 varactor diode를 포함하고 있는 부분으로서 외부로부터 공급되는 DC 전원을 원하는 RF전력으로 변환할 수 있게 한다. 그림 1의 1은 mode converter 부로서 발진된 고주파 전력이 도파관 형식의 mode이므로 이 것을 집적이 용이하도록 동축 mode로 바꾸는 역할을 한다. 이 mode converter의 뒷 덮개로서는 전압제어 발진부의 일부를 이용하고 있으며 이것은 조립의 편의성을 위한 것이다. 전압제어 발진부의 뒷 덮개 부분은 mode converter의 도파관의 반 쪽 단축면 역할을 하며, 이들의 결합은 housing에 장착 시 housing 바닥 면을 통해 올라오는 나사로 체결되게 된다.

이들은 모두 도파관의 단축의 한쪽 면을 이 전압조정 발진기가 올려지는 housing의 바닥면으로 이용하고 있다. 이들은 housing에 정확한 위치에 올려지면 나사로 체결되어 housing 내의 원하는 위치에 장착 되며 mode converter의 동축 심 부위는 microstrip 회로와 연결되어 housing 내에서 신호원으로 동작하게 된다. 전체적인 크기는 약 3cm 정도로서 brass로 가공되어 금도금으로 처리 되었다.

1. 전압제어발진부의 구성

그림 2에 전압제어발진부만 독립하여 다시 그렸다.

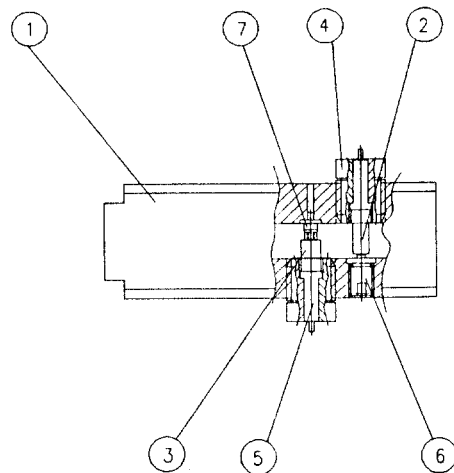


그림 2. 전압제어 발진부

그림 2의 1은 전압제어발진부를 구성하는 도파관 몸체이며 전압제어발진부의 모든 소자들이 부착되며 한쪽 면이 막혀 있는 WR28의 도파관 구실을 하게 된다. 그림 2의 2는 Gunn diode를 지지하기 위한 지지봉으로서 도파관 내에서 post의 역할을 하며 지지봉의 가느다란 부위는 그림 2의 4 결합 nut 및 그림 2의 5 절연 bushing과 함께 도파관의 energy가 밖으로 나가지 못하게 하는 choke 역할을 한다. 또한 이 지지봉을 통해 Gunn diode는 DC 전원을 공급 받게 된다.

그림 2의 6은 Gunn diode로서 138 package 형태로 되어 있으며 5V 전원을 공급 받아 35 GHz에서 최적 조정 시 약 23 dBm 이상의 출력을 낼 수 있는 소자이다. 이 Gunn diode의 중심부는 도파관의 막힌 면까지 거리가 35 GHz에서 약 1/4파장 정도 떨어져 있어서 Gunn diode에서 도파관의 막힌 쪽을 바라다 본 impedance가 크게 보여서 막힌 면의 영향이 최소화되게 되어 있다.

그림 2의 7은 GaAs hyperabrupt varactor diode로서 Gunn diode에서 약 반 파장 떨어져 있어서 35GHz 에서는 마치 Gunn diode와 varactor diode가 동일 위치에 있는 것처럼 보이게 했다. 그림 2의 3은 varactor diode 지지봉이며 Gunn diode 지지봉과 동일한 역할을 하며, 도파관에 노출되는 post의 두께는 varactor로부터 발생하는 손실을 최소화하기 위하여 직경을 좀더 두껍게 하였다.

이상으로서 Gunn diode에서 발생한 고주파 전력은 도파관 형식으로 출력되게 되며 이 출력의 주파수를 varactor diode를 통해 제어할 수 있게 된다.

2. Mode converter의 구성

그림 3에 mode converter의 구성만을 보였다.

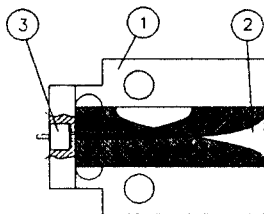


그림 3. 모드변환기의 조합도

그림 3의 1은 mode converter의 몸체로서 도파관 WR28 장경의 반쪽 면을 구성하게 되며, 그림 3의 3은 glass bead로서 50 ohm 동축선로가 되게 구성되어 있다. 그림 3의 2는 mode converter의 핵심 부위로서 mode converting을 시키는 PCB 이다. 이 것의 재질은 duroid로서 0.127mm의 두께를 갖고 있으며, 양면으로 구성되어 있다. Pattern 형식은 modified Van Heuven 형식으로 주파수 대역폭을 넓게 하기 위하여 선정되었다. 동작 원리는 부채꼴을 한 곳에 도파관 내 가장 센 field가 물리게 되고 이 것은 동축 connector 쪽으로 진행함에 따라 천천히 전계의 모양이 회전하게 되어 최종적으로는 microstrip mode로 되어 동축선으로 출력되게 된다.

III. 도파관 대 마이크로스트립 모드변환기 설계

1. 구성방법의 선정

도파관의 모드는 drop-in 형으로 변환하기 위해서는 이 것을 동축 모드 또는 마이크로스트립 모드로 변환시킬 필요가 있다. 이러한 방법으로는 여러 가지가 이미 보고되어 있는 형편이다⁹⁾. 이 방법은 크게 본 고에서 사용하는 PCB 삽입방법과, 도파관 내의 energy를 동축 probe에 모아 동축 mode를 얻는 방법, 또는 도파관의 전계가 강한 면에 tapering을 주어 microstrip에 모으는 waveguide tapering에 의한 방법 등의 3가지로 분류되며 probe 및 tapering에 의한 방법은 실질적으로 drop-in 장착 설계에 문제가 있어서 본 고에 있어서는 PCB insertion 방법을 선정했다.

인쇄회로기판 삽입법으로서 Van Heuven이 제시한 방법과 이 것의 인쇄회로기판 모양을 약간 변형시킨 두 가지 형태가 있으며, 시험 결과 수정된 Van Heuven 방법이 삽입손실 면에서 우수하다는 보고가 있어 본 고에서는 Modified Van Heuven 인쇄회로 기판 pattern을 가지고 설계했다⁹⁾.

그림 4에 Van Heuven mode coupler와 수정된 Van Heuven mode coupler를 보여주고 있다. Van Heuven mode coupler는 도파관에 인가된 전계를 곡선 부분에서 회전시켜서 balnced microstrip mode로 만들고 이 것을 인쇄회로기판 내 도체의 요철부의 작용에 의해 microstrip mode로 바꾸는 방법이다. 반면

수정된 Van Heuven mode converter는 이러한 요철부의 작용을 부드러운 천이 부분으로 대체한 것이다.

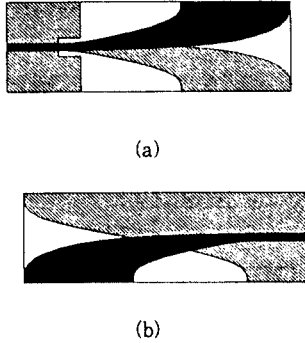


그림 4. Van Heuven mode converter (a) 및 Modified Van Heuven converter (b) (채워진부분은 윗면을 나타내며 빗금친 부분은 뒷면을 나타낸다.)

2. 모드변환기의 설계

모드변환기를 설계하기 위해서는 구조 해석 (Structure Simulation)을 해야하며, 이것을 하기 위해 모드변환기 인쇄회로 기판을 HP에서 나오는 HFSS에 입력하고 결과를 S-parameter로 본 뒤 만족스럽지 않을 경우 수정하여 재 해석하는 방법이다.

이렇게 해서 얻어진 최종적인 모드변환기 인쇄회로기판을 그림 5에 보였으며 뒷면은 사진으로 나타내었다. 이 PCB 앞 부분의 도파관 내의 전계를 회전시키는 부분의 길이는 약 1/4 파장 정도이며 평형 microstrip mode에서 microstrip mode로 천이 되는 곡선 부분은 약 1/4파장 정도의 길이를 가진다.



그림 5. 최종적인 모드변환기의 인쇄회로기판

이 것을 해석한 결과는 그림 6에 있으며 35GHz 대역에서는 약 0.5dB의 손실이 나타나며, 저역에 공진이

발생하는 것을 보여준다. 그러나 35GHz 중심으로 볼 때 이 모드변환기는 현 응용에는 적절하다고 사료된다.

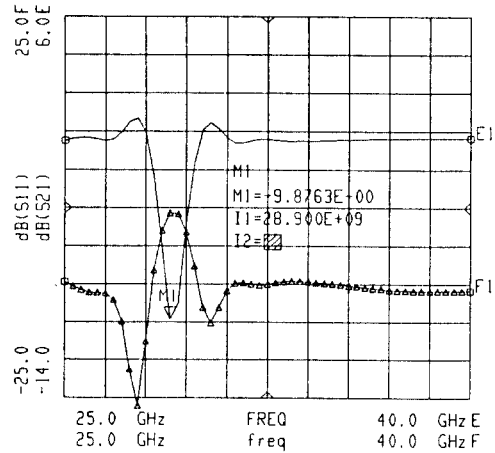


그림 6. 삽입손실 및 반사손실 특성

저역의 resonance의 경우는 balanced microstrip mode로 천이되는 부분의 윗면 금속과 아랫면 금속 pattern의 빈 부분에서 정재파가 섬으로서 발생하는 공진 현상이며 이 것은 HFSS 상에서 진행파를 도파관 내에 입사 시킬 때 이 부분에 전자계 pattern이 정재파가 서는 것을 보고 판정 할 수 있다.

3. 조립 및 시험결과

이렇게 설계된 인쇄회로기판을 기구물에 놓고 solder cream으로 조립한 후 glass bead K-100을 그림 7의 1의 외벽에 균일하게 펴 되도록 한다. 이와같이 조립된 모드변환기 몸체에 그림 7의 2와 같이 도파관 WR28의 윗 면을 구성하는 덮개를 덮은 후 그림 7의 5와 같은 규격화된 waveguide flange를 부착하고 노출된 밀면을 막은 후 glass bead 에 K-103F connector를 장착하므로써 network analyzer를 통해 동축 대 도파관 adapter와 같이 시험 평가할 수 있게 된다.

이것을 network analyzer에 물리고 시험한 결과를 그림 8에 보였다. 예측한대로 저역에 공진이 나타나며 삽입손실이 약 2 dB 이내 임을 알 수 있다.

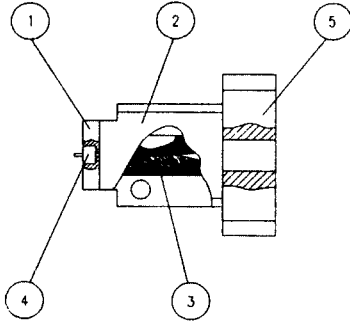


그림 7. 모드변환기의 시험구조

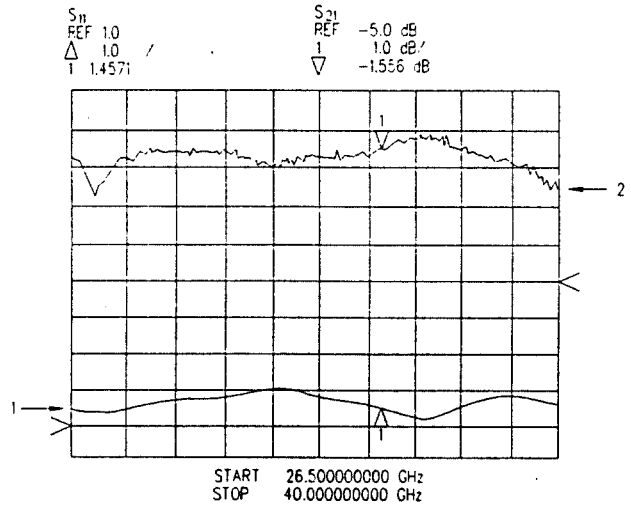


그림 8. 모드변환기 시험결과

IV. 전압제어발진부의 설계

전압제어 발진부의 설계는 크게 두 단계를 거쳐서 수행했다. 첫 번째 단계에서는 정성적인 동작 이해를 위해 전기적 등가회로를 구하고 이 것의 동작을 이해한 뒤, 두 번째 단계로는 이 것을 상용의 program에 넣고 simulation 하기 위한 modeling 작업과 이 modeling의 결과를 입력시킨 후 simulation 하여 원하는 전압제어 발진기의 성능을 주는 post의 직경 등 설계 치수를 구하는 작업이다.

1. 회로적 동작원리

그림 9에는 그림 2에 보인 조립도를 단순화하여 나타내었다. 그림 9에서 Gunn diode의 오른쪽은 발진 출력이 도파관의 한 쪽으로만 나가게 하기 위하여 도파관을 단락시켰으며, 그 길이 l_2 가 $1/4$ 파장이 되도록 하여 Gunn diode의 post에서 단락된 쪽을 들여다 본 impedance가 충분히 커서 무시되게 되도록 되어 있다. 반면 Gunn diode와 varactor diode post 사이의 거리 l_1 은 35 GHz에서 $1/2$ 파장이 되도록 하여, Gunn 과 varactor는 동일 점에 연결된 것과 같은 효과를 주게 되어 있다.

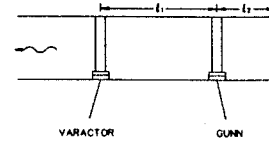


그림 9. 간략화된 전압조정발진기 구성도

여기서 waveguide의 impedance는 Z_w 로서 전압, 전류 기준으로 나타냈을 때 식 (1)과 같이 된다.

$$Z_w = \frac{\pi b}{2a} \frac{\eta_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad (1)$$

여기서 b 는 도파관의 단경, a 는 도파관의 장경이며 η_0 는 자유 공간의 impedance를 나타낸다. 이 값은 도파관의 통과대역에서는 순수한 real number로서 수백 ohm의 정도가 된다.

Post의 경우는 등가적으로 도파관 내의 반도체소자 지지 부분은 inductor로서 보이며, 이 것의 두께가 굵을수록 inductance는 낮아지게 된다. 그리고 post의 바닥면과 Gunn diode나 varactor diode가 부착된 도파관 면 부분에는 fringing capacitance가 발생하게 된다.

Gunn diode의 경우 자료로부터 부저항을 DC 특성

으로 구할 수 있으며 여기에 138 package의 parasitics가 더해져 그림 10과 같이 등가회로를 그릴 수 있게 된다⁽⁷⁾.

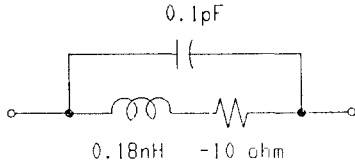


그림 10. Gunn diode의 등가회로

위의 Gunn diode 등가회로는 35GHz 근처에서는 병렬공진 현상을 보이며 해석의 간단화를 기하기 위해 부저항을 가진 병렬공진 회로로 근사할 수 있다. 따라서 도파관의 1/4파장 등 RF에서 기능이 없는 부분을 제거하고 공진 주파수 근처에서 다시 그리면 그림 11과 같이 간략한 회로로 등가될 수 있다.

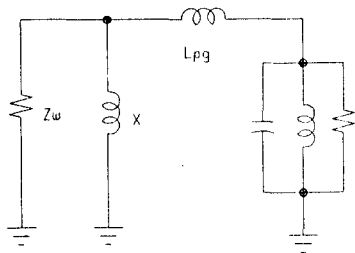


그림 11. 그림 9의 발진기 회로를 간략화한 회로

여기서 X는 varactor와 post로 이루어진 복합 reactance를 나타내며 제어 전압에 따라 그 값이 변하게 된다.

그림 11에서 부하 Z_w는 병렬공진회로 측에서 보았을 때 Gunn diode 지지봉으로부터 발생하는 inductance L_{pg}와 varactor diode 및 post를 합성한 inductance X에 의해서 변형되게 된다. 이것은 근사적으로 narrow band transformer가 되므로 다음 식과 같은 inductance와 저항의 병렬 연결로 볼 수 있게 된다.

$$R_{eq} = \left(\frac{L_{pg} + \frac{X}{\omega}}{L_{pg}} \right)^2 Z_w \quad (2)$$

$$L_{eq} = L_{pg} + \frac{X}{\omega} \quad (3)$$

따라서 Gunn diode와 post의 밑바닥 capacitance로 생기는 병렬공진 회로에 (3)식과 같은 inductance가 병렬로 추가되어 X 값의 변동에 따라 발진 주파수가 변동하게 되며, post의 두께와 길이로 발생하는 inductance에 의해 부하는 (2)와 같이 큰 값으로 올려져서 전체적으로 병렬 저항의 합의 값은 부의 값을 갖게 되므로 주파수는 발진주파수를 갖고 시간에 따라 지수적으로 증가하는 파형을 얻을 수 있게 된다.

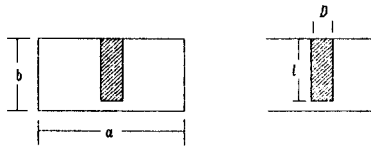
2. 전압조정발진기의 설계

회로적 동작원리로부터 이 전압조정발진기를 설계하기 위해서는 post의 특성을 알아 내는 것이 중요하게 된다. 이 post를 계산한 후 나머지 등가회로를 HP에서 나오는 MDS(Microwave Design System)에 입력한 후, varactor의 capacitance를 변화시킬 경우 발진되는 주파수 영역을 소신호적으로 알 수 있게 된다. 이러한 초기 소신호적인 발진 조건을 조사한 후 harmonic balance 방법을 쓰면 발진의 진폭과 주파수를 정확히 계산할 수 있게 되며 varactor의 capacitance에 따른 주파수 변화도 정확히 계산할 수 있게 된다.

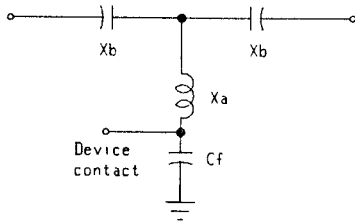
실제 설계 시에는 이러한 harmonic balance에 의한 비선형 설계를 하지 않고 소신호적으로 발진가능성만 조사한 뒤 직접 제작하였다. 이러한 이유로는 waveguide 내의 post가 정확히 모델링이 되지 않고 또한 varactor나 Gunn diode를 대신호적 modeling 하는데 상당한 노력이 투입된다고 사료되어 설계 시 들어가는 과도한 노력과 상대적으로 얻는 부정확성으로 인해 소신호 설계까지만 하고 직접 제작에 들어 갔다.

그림 12에 post의 구조와 등가회로를 보였다. 여기서 a와 b는 각각 WR-28 도파관의 장경과 단경을 나타내며 D는 post의 직경 l은 post의 길이를 나타낸다.

이러한 post의 도파관 내에서의 등가회로는 analytic하게는 풀려 있지 않으며⁽⁶⁾ 시험적 data는 알려져 있다. 즉 도체부분은 inductor로서 작용하며, 도파관의 밑면과 post는 post의 면적에 의해 capacitance가 발생하게 된다. 그리고 post 직경으로 인하여 도파관의 길이 축소를 직렬 capacitance로 나타내게 된다. 여기



(a) 구조



(b) 등가회로

그림 12. Post의 구조 및 등가회로

서 등가회로 성분은 다음과 같이 MDS에 입력했다.

$$\frac{X_b}{Z_0} = \frac{a}{\lambda_g} \frac{\left(\frac{\pi d}{a}\right)^2}{1 + \frac{1}{2} \left(\frac{d}{\lambda}\right)^2 \left(S_2 + \frac{3}{4}\right)} \quad (4)$$

$$\frac{X'_a}{Z_0} - \frac{X_b}{2Z_0} = \frac{a}{2\lambda_g} \left[S_0 - \left(\frac{\pi d}{2\lambda}\right)^2 - \frac{5}{8} \left(\frac{\pi d}{2\lambda}\right)^4 - 2 \left(\frac{\pi d}{2\lambda}\right)^4 \left(S_2 - 2S_0 \frac{\lambda^2}{\lambda_g^2}\right)^2 \right] \quad (5)$$

여기서 S_0 , S_2 는 다음과 같다.

$$S_0 = \ln \frac{4a}{\pi d} - 2 + 2 \sum_3^{\infty} \left[\frac{1}{\sqrt{n^2 - \left(\frac{2a}{\lambda}\right)^2} - \frac{1}{n}} \right] \quad (6)$$

$$S_2 = \ln \frac{4a}{\pi d} - \frac{5}{2} + \frac{11}{3} \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2 - \left(\frac{\lambda}{a}\right)^2 \sum_3^{\infty} \left[\sqrt{n^2 - \left(\frac{2a}{\lambda}\right)^2} - n + \frac{2}{n} \left(\frac{a}{\lambda}\right)^2 \right] \quad (7)$$

식 (5)에서 실제로 적용되는 X'_a 는 다음 식으로 계산했다.

$$X'_a = \frac{l}{b} X''_a \quad (8)$$

또한 fringing capacitance는

$$C_f = \epsilon_0 \left[\frac{\pi D^2}{4b(1-l_r)} + 2D \ln \left(\frac{\frac{2a}{\pi} - \frac{D}{2}}{(1-l_r)b} \right) \right] \quad (9)$$

여기서

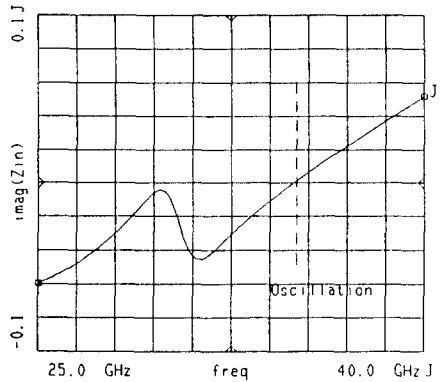
$$l_r = \frac{l}{b} \quad (10)$$

이다.

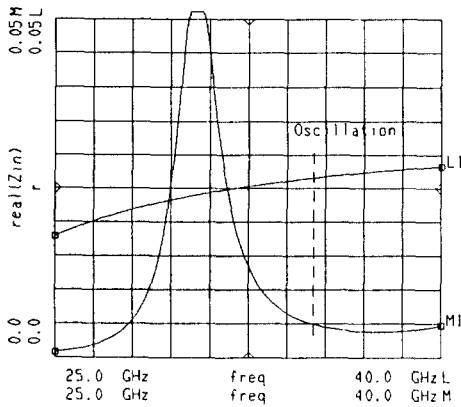
이상과 같은 post의 analytic 등가 model을 입력하고 varactor의 capacitance를 변화시켰을 경우 발진이 35 GHz를 중심으로 500MHz tuning이 가능 하도록 여러번에 걸쳐 시행착오의 방법으로 varactor와 Gunn diode의 post의 직경 및 l_1 , l_2 를 입력시켜 계산하면, 그림 13과 같은 결과를 얻게 된다.

그림 13에서 r은 Gunn diode 등가회로 중 resistance를 waveguide impedance Z_w 로 규격화한 부의 값이며, 나머지 곡선 들은 그림 10의 Gunn diode 등가회로의 부저항에서 부하 쪽을 들여다 본 impedance를 varactor capacitance가 조정되는 중앙 값일 때 그런 것이다. 그림 13의 (a)에는 이 것의 허수부를 (b)에서는 이 것의 실수부를 각각 varactor diode의 capacitance가 0.3pF 일 때 그런 것이다.

그림 13에서 35 GHz 발진점에서 허수부는 0이고 실수부는 저항 값이 r보다 작으므로 파형은 시간에 따라 허수부가 0이 되는 주파수를 가지고 지수적으로 증가하게 될 것이다. 또한 이 때 varactor diode의 capacitance 값에 조정 전압에 대한 양 끝 capacitance 값을 대입하면 이 발진점이 움직이게 되며 이 것이 500MHz 이상의 조정 폭을 갖는 것을 알 수 있었다.



(a)



(b)

그림 13. 전압조정발진기 Simulation 결과

3. 제작 및 전기적 성능 시험

설계된 post를 제작하고 이 것을 그림 1과 같이 조립한 후 시험하기 위해 그림 14와 같이 연결하였다. 그림 14에서 DUT는 제작된 VCO를 나타내며, 이 것에 DC 전압을 DC power supply로 인가하고 있다. 발진된 고주파는 주파수가 너무 높아서 직접 spectrum analyzer로 계측 가능하지 않기 때문에 이 것을 harmonic mixer를 통해 주파수를 낮춘 후 계측하게 된다. 그림 14에서 LO amplifier의 역할은 harmonic mixer에 충분한 LO 전력을 공급하기 위해서 spectrum analyzer로부터 나오는 LO 전력을 증폭하는 것이다.

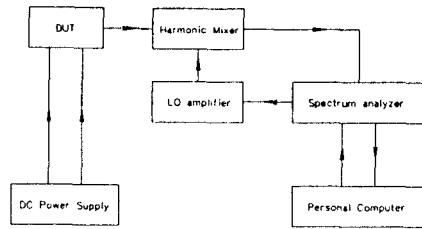


그림 14. 실험 구성도

그림 14의 시험 구성도에서 DC supply의 Gunn bias 전압을 5V로 setting하고 이 것의 current limit를 1.8A로 setting하여 Gunn diode에 과 전류가 흘러 파괴되는 것을 막고, varactor diode에 4에서 20V를 인가 spectrum을 관측함으로써 원하는 결과를 얻을 수 있다. 이 때 발생하는 spectrum은 harmonic mixer로부터 발생하는 많은 image들이 나타나게 되므로 이것들을 분류한 후 원하는 spectrum을 얻게 된다.

이 결과 들을 HPIB 를 통해 varactor bias를 따른 고주파 발진 전력의 주파수와 전력을 PC에 입력시키고 CITI file format으로 file을 생성 후 MDS에 입력, 결과를 볼 수 있게 된다.

시험 결과는 예측치와 다르게 높은 곳에서 발진이 일어났으며 이것은 Gunn diode post 밑에 teflon을 삽입하여 조정할 수 있었다. 이것은 앞서서 설명한 회로적 등가원리에서 알 수 있듯이 teflon을 Gunn diode 주변에 삽입할 때 fringing capacitance가 늘어 나므로 전체적으로 병렬 공진회로의 공진 주파수가 낮아지므로, 발진은 낮은 곳에서 일어나게 되는 것을 알 수 있다. 따라서 삽입 teflon의 높이를 변화시켜 중심 주파수를 조정할 수 있었다. 또한 varactor diode 주변에서 같은 작업을 할 경우 주파수 조정 폭은 줄어들지만 상대적으로 손실이 적어져 발진 전력이 커짐을 얻을 수 있었다.

이 시험을 거쳐 얻어진 결과는 그림 15와 같다. 그림 15에서 알 수 있듯이 발진 전력은 약 20 dBm 정도이며, 발진 주파수는 35 GHz 를 중심으로 약 500 MHz 를 넘게 주파수 조정이 되는 것을 알 수 있다.

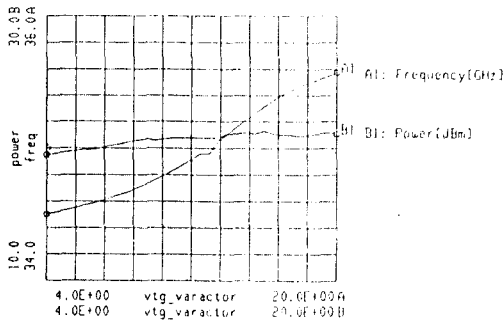


그림 15. 제작된 발진기의 출력과 발진주파수

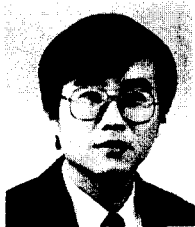
V. 결 론

Housing에 직접 장착 가능한 drop-in 형 Gunn diode 전압제어 발진기를 수정된 Van Heuven Mode converter와 도파관형 전압제어 발진기로 합체 구성했으며, 소신호 설계 방법에 의한 발진기 설계 방식으로 출력을 20 dBm 주파수 조정 폭 500 MHz를 얻을 수 있었다. 무조정시 발진 주파수는 도파관 post model의 부정확성으로 인해 설계치 보다 높은 곳에서 얻어 졌으나, 조정 작업을 통해 원하는 주파수로 발진시킬 수 있

었다. 설계된 전압제어 발진기는 저가의 신관부에 적용 가능하다고 사료된다.

참고문헌

1. K. J. Button and J. C. Wiltse, "Infrared and millimeter waves", vol.4, Academic Press, 1981.
2. "Hughes millimeter wave products", Hughes, 1991.
3. K. B. Bashin et al., "Monolithic microwave integrated circuits-interconnection and packaging consideration", IEPS Symp. 1984.
4. "Anzac-RHG RF and microwave signal processing components", Adams and Russell Electronics.
5. D. V. Morgan and M. J. Howes, "Microwave solid state devices and applications", Peter Peregrinus Ltd., 1980.
6. N. Marcuvitz, "Waveguide Handbook", Boston Technical Publishers, Inc., 1964.
7. "Semiconductor products master catalog", M/A com., 1988.



廉京煥 (Kyung Whan Yeom)정회원

1980년 : 서울대 전자공학과 졸업(공학사)

1982년~1988년 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 PhD

1985년~1991년 : 금성정밀 연구소 책임연구원

1991~현재 : (주)엘 티 아이 근무