

장갑표적 감지센서용 94GHz 도파관 하모닉 전압조정발진기 설계 기법

A Design Method of the 94GHz(W-Band) Waveguide Harmonic Voltage Controlled Oscillator for the Armor Sensor

| | | | |
|--------------|----------------|--------------|--------------------|
| 노진입* | 최재현* | 리준문** | 안병철** |
| Roh, Jin-Eep | Choi, Jae-Hyun | Lijunwen | Ahn, Bierng-Chearl |

ABSTRACT

In this paper, we propose a design method of the millimeter-wave(W-Band) waveguide cavity harmonic voltage controlled oscillator(VCO) using a Gunn diode for the armor sensor. Using the 3-dimensional simulation tool(Ansoft HFSS™), we were able to find the impedance matching point between waveguide and Gunn diode and estimate the oscillation frequency. A varactor diode is used for the frequency tuning, and we find out the equation for the calculation of the tunable frequency range. The designed VCO shows good performances; 17dBm output power at 94GHz center frequency, 520MHz frequency tuning range similar to the estimated value(480MHz).

주요기술용어(주제어) : Voltage Controlled Oscillator(전압조정발진기), Waveguide Cavity(도파관 공진기), GaAs Gunn Diode(GaAs 건 다이오드), Varactor diode(바랙터 다이오드)

1. 서론

장갑표적을 지상 수십~수백 미터 상공에서 감지하기 위해서는 지표면 상의 클러터와 표적을 구별할 수가 있어야 한다. 표적을 보다 효율적으로 탐지하기 위해서는 센서의 FOV(field of view)가 좁아서 표적을 바라볼 때 클러터를 함께 바라보는 면적이 작아야 한다. 이러한 이유로 밀리미터파(W-대역) 센서가 장갑표적 감지센서로 주목받고 있다. 밀리미터파 센서

의 구현에서 핵심 구성품인 전압조정발진기의 특성이 매우 중요하며, 이에 대한 관심도가 한층 증가되고 있다.

이러한 송수신기에 사용되는 전압조정발진기는 높은 출력과 선택도(quality factor, Q)값을 가지면서 넓은 변조대역을 요구하고 있다. 그리고 센서시스템이 도파관을 사용하는 경우 도파관형 전압조정발진기가 시스템 구성측면에서 많은 이점을 가지고 있다. 특히 높은 출력(15dBm 이상)을 요구하는 발진소자로는 잡음특성이 비교적 우수하고 가격이 저렴한 GaAs 재질의 건 다이오드를 도파관 발진기에 많이 사용하고 있다^{1~7)}. 그러나 GaAs 건 다이오드의 경우 기본(fundamental)주파수 발진범위가 65GHz이하이므로 이 주파수 이상의 발진기에서는 주로 2차 하모닉 주

† 2005년 7월 22일 접수~2005년 9월 9일 게재승인

* 국방과학연구소(ADD)

** 충북대학교(Chungbuk National University)

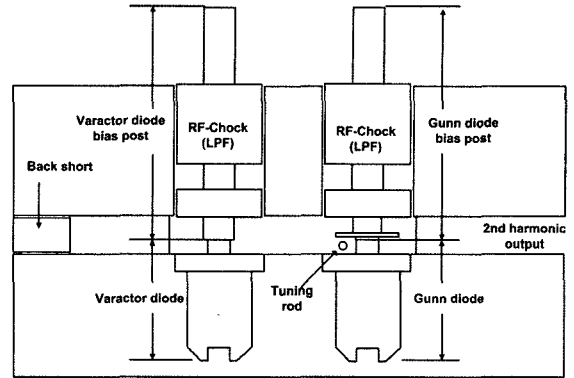
주저자 이메일 : jineep@add.re.kr

파수를 이용한다^[2]. 국내에서는 국부발진기 용도로 2차 하모닉을 이용한 단일 주파수 발진기에 대한 연구가 진행된 적은 있으나 전압조정발진기에 관한 연구는 거의 이루어지지 않았다. 도파관 전압조정발진기 설계는 일반적으로 시뮬레이션을 통한 반사계수를 확인하는 방법이 많이 사용되고 있으나 이 방법은 높은 주파수대역(W-대역)에서는 상당한 오차를 포함하기 때문에 정확도가 떨어진다. 국외의 경우에도 94GHz 대역 도파관 발진기 분야에서는 이론적 해석기법을 근거로 한 설계와 실험적 접근에 의한 연구가 주를 이루고 있다^[3,4]. 2차 하모닉 단일 주파수 발진기의 경우 Haydl에 의해 다루어져 있다^[5]. 그러나 전압조정발진기의 설계는 일반 발진기 설계와는 차이가 있기 때문에 추가적인 연구가 필요하다. 건 다이오드 등가 회로와 소자 특성을 제조사에서 제공하지 않으며 등가회로의 각 소자 값을 구하는 것도 매우 복잡한 문제 이므로 해석에 있어서 완벽한 해법을 찾아내기가 매우 어렵다. 따라서 본 논문에서는 3차원 시뮬레이션 툴과 이론적 접근방법에 의해 발진주파수, 발진출력 및 주파수 조정범위를 결정하는 설계방법을 제시하고, 경험적 방법에 의한 전압조정발진기의 세부특성을 조정하는 방안을 제시하였다. 이 방법으로 제작한 시제품을 실험을 통해 그 특성을 확인하였다.

2. 2차 하모닉 전압조정발진기 설계

가. 발진기 구조

94GHz 하모닉 발진기 설계에서 건 다이오드는 기본 발진주파수인 47GHz에서 발진하며, 실제 출력은 2차 하모닉 주파수 성분인 94GHz을 이용하는 것이다. 건 다이오드는 비선형성 소사이므로 기본주파수 발진에 의하여 2차 하모닉과 고차 하모닉 성분이 모두 존재한다. 도파관 전압조정발진기에 일반적으로 사용되는 공진기 구조는 원형 도파관 공진기와^[3,4] 구형 도파관 공진기가 주로 응용되고 있다^[1,6]. 발진 소자의 위치에 따라서도 그 구조가 달라지는데 건 다이오드와 바랙터 다이오드가 하나의 바이어스 포스트(bias post)에 겹쳐 있는 구조^[2,3]와 두 다이오드가 한 평면상에 서로 다른 바이어스 포스트에 연결되는 구

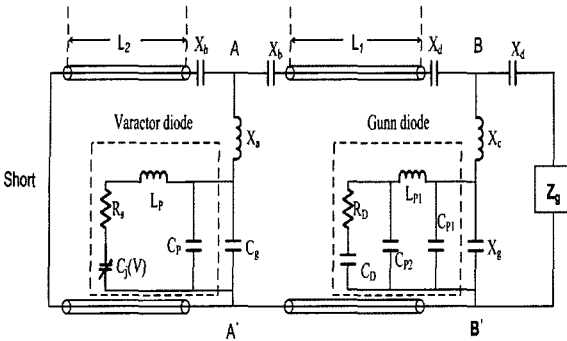


[그림 1] 전압조정발진기의 구성도

조^[1] 등이 있다. 본 논문에서는 비교적 간단한 구조이면서도 가공이 편리한 구형 도파관 공진기와 한 평면상에 위치한 구조를 선택하여 그에 대한 설계 방법을 연구하였다. 그림 1은 본 논문에서 사용한 전압조정발진기의 횡단면을 보여주고 있다. 본 논문에서 선택한 전압조정발진기 구조에서 두 다이오드 사이의 공진모드 즉, TE₁₀₁모드를 발진모드로 하고 기본 발진주파수에서 설계가 이루어지게 된다^[2,5].

전압조정발진기는 단락회로(back short), 바이어스 필터, 건 및 바랙터 다이오드 포스트, 건 및 바랙터 다이오드, 튜닝용 유전체 봉(tuning rod) 등으로 구성하였다. 단락회로는 출력전력의 크기 조절에 사용되며, 유전체 봉은 발진주파수 조절에 사용된다. 바이어스 포스트와 바이어스 필터는 일체형으로 하였으며, 저역통과 필터를 두어 기본주파수와 하모닉 주파수 성분이 바이어스 포스트로 누설되는 것을 차단하도록 하는 다단 구조의 필터회로를 적용하였다. 건 다이오드 포스트는 임피던스 변환을 위한 디스크를 갖는 구조로 선택하였다. 이 디스크는 도파관의 높은 임피던스(500~600Ω)를 건 다이오드의 낮은 임피던스(2~4Ω)로 변환하는 역할을 한다. 출력포트는 W-대역 표준인 WR-10 도파관을 적용하였으며, 이 포트로 2차 하모닉 주파수가 출력되도록 하였다. WR-10 도파관은 차단주파수가 59GHz로서 기본 발진주파수인 47GHz신호는 차단하게 되고 94GHz 신호는 통과시키게 된다.

주파수 튜닝을 원활하게 하기 위해서는 바랙터 다이오드에 의한 공진모드가 형성되도록 두 포스트 사



[그림 2] 전압조정발진기 전체 등가 회로

이에서 도파관 공진모드가 형성되어야 한다. 일반 발진기의 경우 기본 주파수가 도파관에 의해 차단되더라도 발진에는 영향을 주지 않지만 전압조정발진기일 경우 기본 주파수가 차단되면 바랙터 다이오드에 의해 주파수 튜닝이 불가능해지게 된다. 그러므로 공진 케비티의 장축 길이는 기본 주파수가 차단되지 않도록 표준도파관 장축 길이보다 크게 설계하여야 한다.^[4] 그림 2는 기본 주파수에서의 전압조정발진기의 등가회로를 나타낸 것이다^[1].

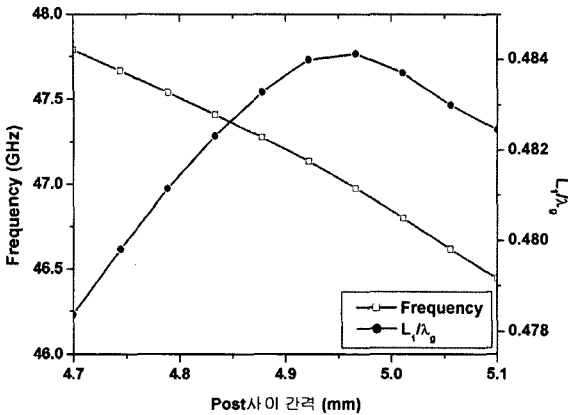
여기서 L_1 은 두 포트사이의 길이, L_2 는 단락회로와 바랙터 다이오드 포트사이의 길이이다. 건 다이오드와 바랙터 다이오드 포트는 X_a, X_b, X_c, X_d 를 이용한 T-회로로 등가 표현하였다. R_s, L_p, C_p 와 L_{p1}, C_{p1} 은 바랙터 다이오드와 건 다이오드의 패키지에서 발생하는 기생소자 성분이다. $C_j(V)$ 는 인가전압에 따라 변하는 바랙터 다이오드의 접합 커패시턴스이다. R_D 와 C_D 는 건 다이오드의 부성저항과 접점 사이의 커패시턴스이며, C_g 와 X_g 는 갭 등가 리액턴스, Z_g 는 2차 하모닉 주파수 출력단의 부하 임피던스이다.

나. 공진기 설계

본 연구에서는 도파관 전압조정발진기의 여러 가지 공진기 구성방법 중에서 바랙터 다이오드에 의한 주파수 조정을 용이하게 하기위해 바랙터 포트와 건 다이오드 포트 사이에서 공진이 일어나도록 설계하였다. 이때 공진주파수는 두 포트 사이의 거리에 의해 결정된다^[1,7]. 두 포트 사이의 거리는 도파관 공진기 이론에 의하여 TE_{101} 모드의 경우 약 $\lambda_g/2$ 가 되도록 설계한다. 실제 공진주파수는 바랙터 다이오

드 포트와 건 다이오드 포트 및 디스크의 영향을 고려하여야 하므로 포트사이의 거리는 $\lambda_g/2$ 부근에 위치하게 된다. 즉, TE_{101} 모드의 공진기 길이는 포트와 다이오드의 등가 리액턴스 값의 영향을 받는다. 도파관 전압조정발진기의 발진주파수를 확인하기 위한 방법으로는 3차원 전자장 시뮬레이션 툴에서 제공하는 Eigenmode 해석을 사용할 수 있다. Eigenmode 해석은 밀폐된 구조체 내에서 공진 가능한 모드를 계산하는 기법이다. 이 해석을 통하여 구조체에서 발생할 수 있는 모든 공진모드를 해석할 수 있으며 각 공진 모드의 공진주파수, 최대 전계세기 및 위치, Q값 등을 해석한다. 시뮬레이션에서 출력포트 부분은 완전도체(PEC)로 막혀있는 구조로 모델링하였다. 건 다이오드와 바랙터 다이오드는 GaAs 재질로 모델링하고, 바랙터 다이오드 포트와 건 다이오드 포트는 각각 다이오드의 직경과 동일한 원형 포스트를 적용하였다. 건 다이오드 포트의 경우 건 다이오드와 도파관 임피던스의 정합을 위해 포트에 디스크를 추가하고, 이 직경을 조정하면서 시뮬레이션을 수행하였다. 이 때 공진주파수가 미세하게 변하게 되며, 이를 보상하기 위해 두 포트 사이의 간격을 조정한다. 이러한 반복 설계 과정을 통해 원하는 주파수에서 발진하는 발진기를 설계한다. 해석 후 여러 가지 공진모드 중에서 포트와 포트사이에서 형성된 공진모드의 공진주파수를 선택하였다. 이 때 해석된 공진주파수는 기본주파수이므로 2차 하모닉 주파수는 기본주파수의 2 배가 된다. 그림 3은 디스크의 지름이 2.1mm일 때 포트사이의 간격에 의한 기본 공진주파수의 변화와 관내 파장과의 비율(L/λ_g)이 변화하고 있음을 보여주고 있다. 이 관내파장과의 비율은 출력 평탄도나 대역폭 결정을 위한 두 바이어스 포스터간격을 결정할 때 사용된다.

그림 3에서 공진주파수는 포트사이 간격에 의해 바뀌게 되며 TE_{101} 모드로 공진시 간격이 클수록 공진주파수는 낮아지는 것을 알 수 있다. Eigenmode 해석방법은 건 다이오드에 DC 바이어스 전압이 공급되지 않은 상태에서의 해석이므로 발진주파수를 정확하게 해석한 것이라고는 볼 수는 없다. 이를 보완하기 위한 방법으로 전압조정발진기에 수정(crystal) 재질로 된 주파수 조정 막대(rod)를 사용하였다. 섭동법

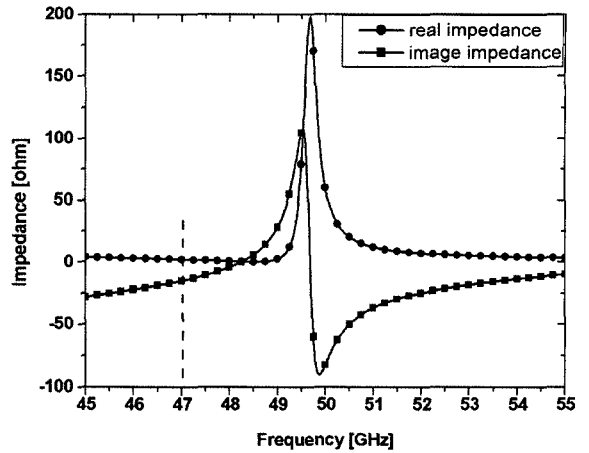


[그림 3] 포스트사이 간격에 의한 공진주파수 변화

(perturbation)에 의하면 주파수 조정 막대가 깊어질수록 주파수는 낮아지게 된다.

다. 건 다이오드 임피던스 정합

공진기 설계가 완료되면 건 다이오드의 임피던스와 부하임피던스를 정합시키기 위한 디스크(disk)가 부착된 건 다이오드 바이어스 포스트를 설계한다. 이 구조는 건 다이오드의 임피던스를 효과적으로 변환하기 위해 널리 사용된다^[8~10]. 도파관 전압조정발전기의 출력의 경우 최대출력을 얻기 위해서는 발전주파수에서 발전 소자와 공진기의 허수 임피던스의 합이 “0”이 되고, 부하 임피던스의 실수 값(real impedance)과 건 다이오드의 동작 점에서 부성저항의 절대값이 같아지는 지점에서 최대출력이 발생한다. 그러나 사실상 건 다이오드 부성 저항의 정확한 값을 확인할 수 없으며 제품화된 건 다이오드에 따라 서로 다른 특성을 보이므로 정확한 출력 예측은 어렵다. 여러 연구결과를 보면 W-대역 건 다이오드의 경우 2~4 Ω에서 부성 저항 값이 나타나는 것으로 알려져 있다^[10]. 따라서 도파관 공진기의 임피던스를 3차원 시뮬레이션 툴에서 확인하여 가장 좋은 출력을 얻을 수 있도록 설계하였다. 도파관 공진기 임피던스 확인 방법을 사용할 경우에도 건 다이오드의 완벽한 모델링 역시 불가능하므로 일정한 오차가 발생하게 되는데 이러한 오차를 보완하기 위해서 임피던스 예측에 관한 여러 가지 디스크 구조에 대하여 연구가 진행되어 왔다^[4,6,9]. 본 논문에서는 건 다이오드 실수 임피던스



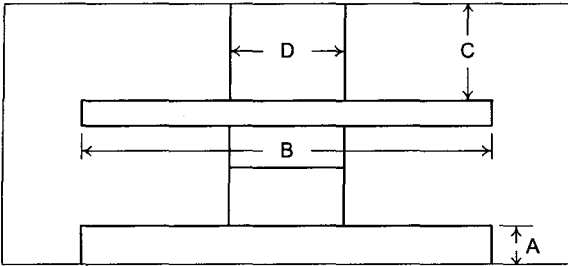
[그림 4] 전압조정발전기의 임피던스 해석 결과

를 2Ω을 기준으로 하였으며 도파관 공진기의 실수 임피던스의 변화가 가장 적도록 설계하였다.

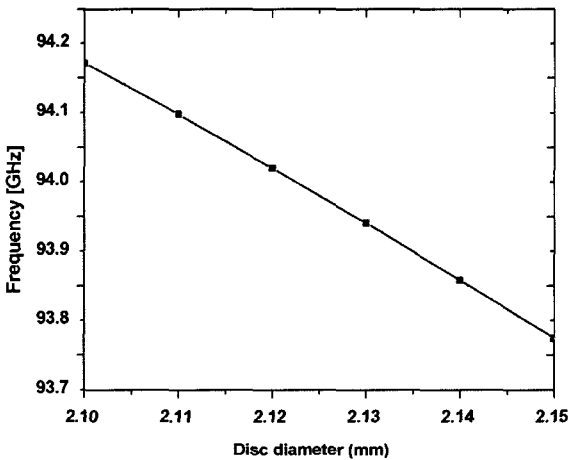
건 다이오드 포스트 설계를 위해 앞에서 구한 공진기 구조에서 출력단에 WR-10 도파관을 정합시킨 상태에서 건 다이오드 위치에서의 입력 임피던스를 계산하였다. 임피던스 계산은 건 다이오드 장착위치에 외경이 건 다이오드 직경과 동일한 특성 임피던스가 50Ω인 동축선 프로브를 사용하였다. 그림 4는 3차원 시뮬레이션 툴을 이용하여 건 다이오드 위치에서 본 임피던스를 최적화한 결과이다. 이 그림에서 보여주듯이 47GHz 부근의 저항 값은 넓은 대역에 걸쳐서 2Ω 전후의 값을 유지하도록 설계하였다.

그림 5는 건 다이오드 포스트의 설계 변수를 나타낸 것이다. 여기서 임피던스 변환에 가장 큰 영향을 주는 변수는 디스크 직경 B이다. 그림 5에서 A를 0으로 하고 포스트 직경 D는 건 다이오드 직경과 같게 한 상태에서 디스크 직경을 변화시키면서 다이오드 위치에서의 입력 임피던스를 계산하였다.

B는 등가 회로에서 캐패시턴스로 등가 해석되며 크기가 커질수록 캐패시턴스 값은 증가하여 디스크의 등가 리액턴스는 감소하게 되고, 이에 따라 공진 길이가 증가하여 발전주파수가 낮아지는 특성을 나타낸다. B의 크기에 의한 공진주파수의 변화는 Eigenmode 해석을 통하여 확인할 수 있다. 그림 6은 Eigenmode 해석기법으로 해석한 디스크의 지름 변화에 따른 2차 하모닉 주파수 변화를 나타낸 것이다.



[그림 5] 건 다이오드 바이어스 포스트의 주요 변수



[그림 6] 건 다이오드 바이어스 포스트의 디스크 변화에 따른 2차 하모닉 주파수의 변화

디스크 두께는 발진주파수의 변화에 영향을 주지만 그 변화가 미미하므로 무시할 수 있을 정도의 변수가 된다. 포스트는 등가 인덕턴스로 등가화가 되므로 D의 지름과 C의 길이는 등가 회로에서 리액턴스의 변화를 가져온다. 길이가 길어지거나 지름이 작아지면 리액턴스 값이 증가하게 되고 공진 길이는 줄어들어 공진주파수는 높아지게 된다. 반대로 리액턴스를 작게 하면 공진주파수는 낮은 곳에서 발생하게 된다. 즉 리액턴스의 변화는 공진기 길이의 변화를 가져오므로 주파수의 변화를 가져오게 된다.

라. 전압조정발진기의 대역폭 예측

도파관 전압조정발진기에서 사용할 수 있는 전압 조정에 의한 주파수 조정범위를 예측하는 방법에는 두 가지 방법을 적용할 수 있다. 그 하나는 리액턴스 값이 0이 되게 하는 이론과 또 다른 하나는 섭동법

이론을 적용하는 것이다^[1]. 본 설계에서 대역폭 예측은 리액턴스 값이 0이 되는 이론을 적용하여 대역폭을 계산하는 식을 유도하였다. 바랙터 다이오드의 캐패시턴스 값이 바뀌면서 공진기의 공진 길이도 함께 바뀌게 되므로 공진주파수가 바뀌게 된다. 이러한 공진 길이의 변화를 계산하여 바랙터 다이오드 바이어스 전압 변화에 따른 발진주파수 변화를 예측하였다. 바랙터 다이오드의 전압 조정에 의한 캐패시턴스 값을 계산하여 바랙터 다이오드와 포스트의 등가 임피던스 변화를 계산하였다. 변화된 임피던스가 실제 도파관 공진기의 길이에 대한 변화를 계산하여 주파수 조정 대역폭을 예측하였다. 단락회로의 등가임피던스는 $jZ_0 \tan(\beta L_2)$ 로 주어지며, 바랙터 다이오드 마운트와 병렬로 연결된 것으로 볼 수 있다. L_2 가 $\lambda_g/4$ 일 때 단락회로에 의한 임피던스 변화는 무시할 수 있다. 바랙터 다이오드에 의한 발진주파수 튜닝 범위가 크지 않으므로 계산시 각주파수 ω 는 실제 예측된 공진주파수로 계산하였다. 그림 2의 전압조정발진기 등가회로로부터 $R_s \approx 0$ 으로 가정할 때 A-A'양단 임피던스 Z(V)는 식 (1)과 같이 주어질 수 있다.

$$Z(V) = jX_a + \frac{1}{j\omega(C_p + C_g) + \frac{1}{R_s + j\omega L_p + \frac{1}{j\omega C_j(V)}}} \approx jX_V \quad (1)$$

그리고 바랙터 다이오드의 바이어스 전압에 의한 캐패시턴스 값의 변화는 식 (2)로 나타낼 수 있다^[2].

$$C_j(V) = \frac{C_j(0)}{(1 + \frac{V}{\Phi})^\Gamma} \quad (2)$$

여기서, $C_j(0)$ 는 바이어스 전압이 0V 일 때의 용량 값을 나타내며, V는 바랙터 다이오드에 인가되는 역방향 전압, Γ 는 용량-전압 곡선의 기울기 지수이다. Γ 는 일반적으로 제작사의 data-sheet에서 제공되며, Φ 는 바랙터 다이오드의 built-in 전압으로 GaAs 다이오드의 경우 약 1.2V이다. 바랙터 다이오드의 임피던스를 고려한 공진기의 입력 임피던스는 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$Z_{in} = jX_{in} = Z_0 \frac{jX_V + jZ_0 \tan(\beta L)}{Z_0 - X_V \tan(\beta L)} \quad (3)$$

여기서 공진점에서 임피던스 조건을 적용하면 식 (4)와 같이 나타낼 수 있으며, 식 (4)의 조건을 식 (3)에 대입하면 식 (5)로 간략화 할 수 있다.

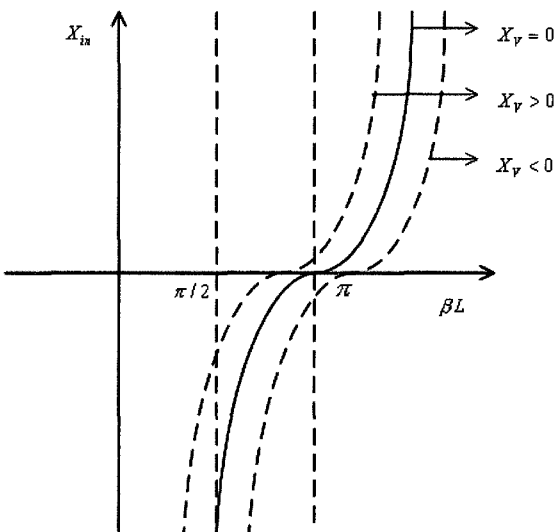
$$X_V \tan(\beta L) \ll Z_0 \quad (4)$$

$$Z_{in} = jX_{in} \approx jX_V + jZ_0 \tan(\beta L) = 0 \quad (5)$$

따라서 바랙터 다이오드의 바이어스 전압 변화에 따른 공진기의 공진 길이 변화량은 식 (6)으로 정리 할 수 있다.

$$\Delta L(V) = \frac{\tan^{-1}\left(\frac{X_V}{Z_0}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{X_0}{Z_0}\right)}{\beta} \quad (6)$$

여기서 X_0 는 바랙터 다이오드의 바이어스 전압이 0 V일 때의 임피던스 값이다. 그림 7은 바랙터 다이오드의 임피던스 변화에 따른 도파관 공진기의 등가길이의 변화를 나타낸 것이다.



[그림 7] 바랙터 다이오드의 임피던스 변화에 따른 공진 등가길이 변화

직각도파관 공진기에서 TE₁₀₁모드의 공진주파수는 식 (7)과 같이 나타낼 수 있다.

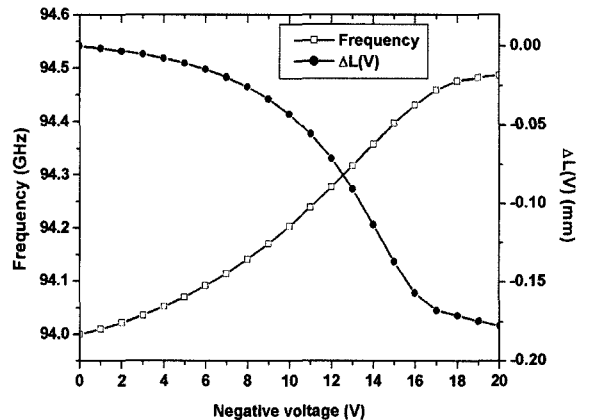
$$f = \frac{c \sqrt{\left(\frac{1}{a}\right)^2 + \left[\frac{1}{L_{cavity}}\right]^2}}{2} \quad (7)$$

여기서 a는 직각 도파관 장축의 길이, L은 공진기 길이, c는 공기 중에서의 빛의 속도이다. 따라서 바랙터 다이오드 바이어스 전압조정에 따른 발진주파수는 식 (7)으로부터 식 (8)과 같이 정리할 수 있다.

$$f(V) = \frac{c \sqrt{\left(\frac{1}{a}\right)^2 + \left[\frac{1}{L_0 + \Delta L(V)}\right]^2}}{2} \quad (8)$$

즉, 최초 도파관 공진기의 공진 길이 L_0 에서 바랙터 다이오드의 전압 조정에 따라 캐패시턴스 값이 바뀔 때 따라 변화하는 도파관 공진기의 공진 길이 $\Delta L(V)$ 을 적용함으로써 전체 발진주파수의 전압 변화에 따른 발진주파수 변화를 예측하였다.

그림 8은 식 (6)과 식 (8)에 의해 계산된 전압조정에 의한 하모닉 발진주파수와 공진기 길이의 변화곡선을 나타낸 것이다. 이 그림에서 알 수 있듯이 대역폭은 약 500MHz 정도이며, 선형성(linearity)도 비교적 양호한 수준임을 알 수 있다.



[그림 8] 계산된 전압조정발진기의 대역폭과 등가 공진 길이 변화

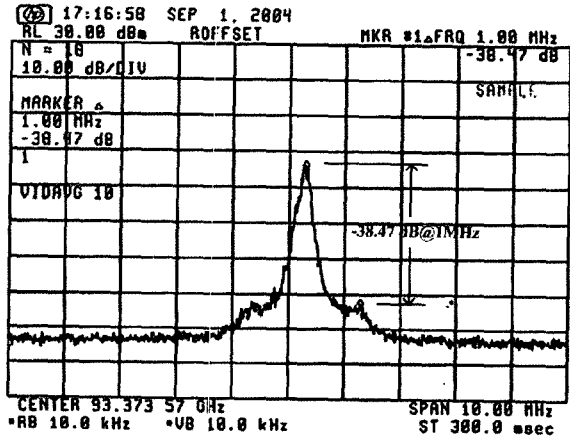
3. 전압조정발진기 제작 및 측정

도파관 전압조정발진기에서 건 다이오드와 바랙터 다이오드의 바이어스 포스트는 매우 정밀한 가공을 요구하는 구성품으로서 RF신호 유실을 방지하기 위하여 동축 선로형 LPF가 적용된 일체형으로 제작하였다. 이 때 두 개의 바이어스 포스트를 고정할 수 있도록 하는 적당한 크기의 고무 오링을 연결하여 고정하였으며, 이 고무 오링이 전압조정발진기의 몸체에서 고정 될 수 있도록 별도의 절연성 재질의 고정용 나사를 제작하여 적용하였다. 또한 전압조정발진기와 바이어스 포스트간의 단락을 막기 위해서 얇은 절연 테이프를 사용하였다. 전압조정발진기의 재질은 열 전도성과 가공성을 고려하여 알루미늄으로 선정하였으며, 건 다이오드와 바랙터 다이오드 바이어스 포스트는 전기적, 기계적 특성을 고려하여 황동을 적용하였다. 발진기 몸체에는 히트싱크와 온도제어용 IC를 부착하여 열 평형상태에서 몸체의 온도가 약 55°C가 되도록 하여 시간이 지나면서 주파수가 변하는 것을 최소화 하였다. 측정 장비로는 주파수 카운터, 밀리미터파 전력계, 스펙트럼 분석기가 사용되었다. 측정결과 중심주파수 94GHz에서 출력이 17dBm 이상으로 만족스러운 결과를 얻었으며, 520MHz의 주파수 조정범위와 전력 평탄도(1dB이내)도 설계 규격을 충분히 만족시켰다. 그림 9는 실제 제작된 전압조정발진기의 모습이며, 왼쪽부분은 전압조정발진기이고 오

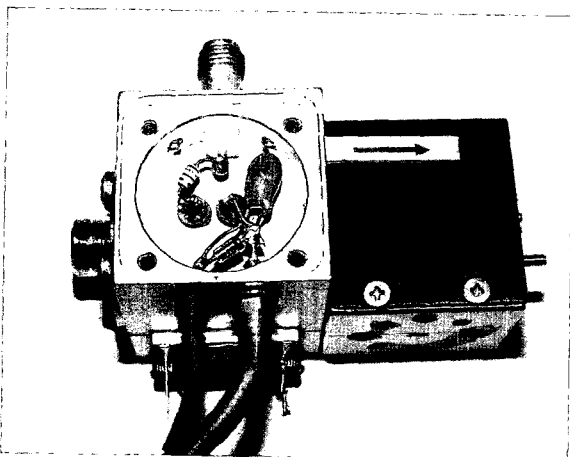
른쪽 부분은 측정을 위해 사용된 아이솔레이터이다. 그림 10은 제작된 전압조정발진기의 위상 잡음 특성을 측정한 결과이다. 측정에서 RBW를 10KHz로 설정하였으며 위상 잡음은 1MHz offset에서 -78.47 dB/Hz를 보였다.

그림 11에서는 바랙터 다이오드에 역 바이어스 전압을 인가하였을 때 바이어스 전압에 따른 발진주파수와 출력을 나타내었다. 선형구간인 400MHz대역에서는 1.2%의 선형도와 0.2dB의 출력 평탄도를 갖는 매우 우수한 특성을 보였다.

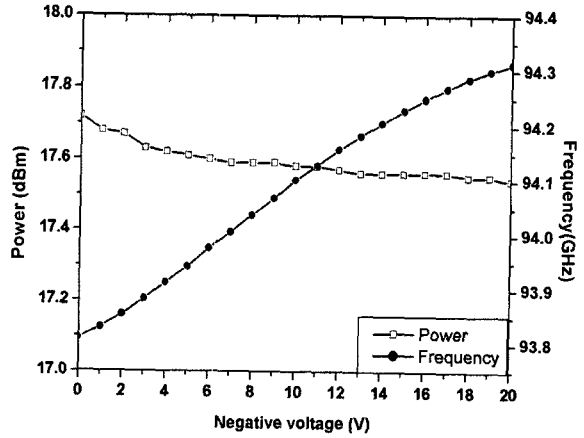
그림 12는 본 논문에서 제시한 이론에 의해 계산된 공진주파수와 실제 제작된 전압조정발진기에서 측정



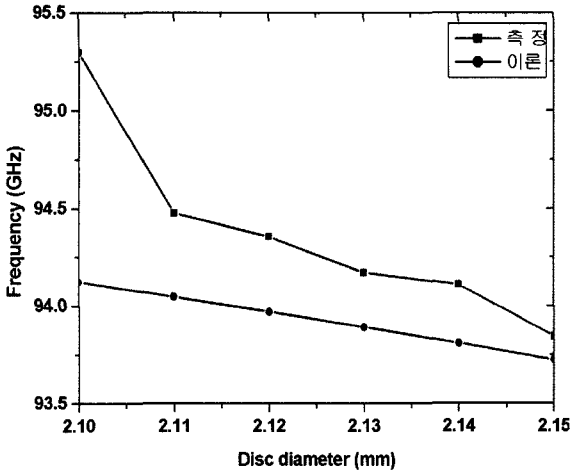
[그림 10] 전압조정발진기의 위상 잡음 특성



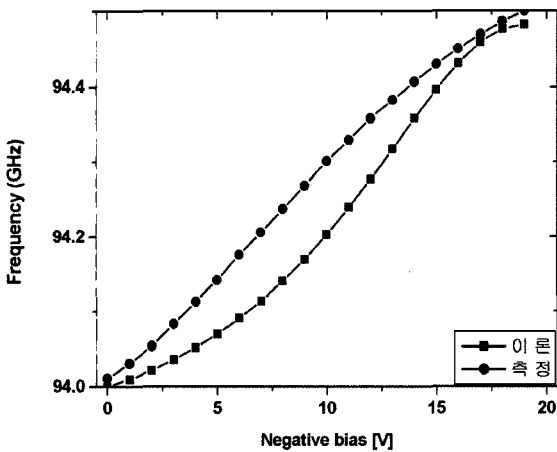
[그림 9] 제작된 도파관 전압조정발진기



[그림 11] 바랙터 다이오드 바이어스 전압 변화에 따른 주파수, 출력 변화



[그림 12] 디스크 지름 변화에 따른 발진주파수의 변화 비교



[그림 13] 전압 조절에 의한 발진주파수의 변화 비교 (이론값 및 측정값)

한 공진주파수를 비교한 것이다.

측정된 주파수는 바랙터 다이오드 바이어스 전압이 20V일 때의 발진주파수이다. 실제 측정된 공진주파수가 이론적으로 계산한 주파수와 조금 차이가 나는 것은 이론 부분에서 언급한 바와 같이 건 다이오드의 정확한 임피던스 값을 적용하지 못한 부분과 제작과정에서 발생하는 가공 공차에 의한 것으로 판단된다. 수동 부품인 도파관 공진기 부분의 공진주파수만을 해석하였으므로 실제 건 다이오드의 임피던스가 적용되었을 때와는 약간의 차이가 있다. 유전체 튜닝 봉

을 사용하면 발진주파수를 정확히 원하는 주파수로 이동할 수 있다.

그림 13은 이론에 의해 계산된 주파수 조정범위와 실제로 측정된 전압조정발진기의 주파수 조정범위를 비교한 것이다.

주파수 조정범위에 대한 비교를 위하여 측정결과를 일정한 주파수만큼 움직여서 같은 주파수 대역에서 비교하였다. 전체 조정범위가 이론값과 거의 유사하게 나타난 것을 확인할 수 있었다. 그러나 주파수 선형도에 있어서 조금의 차이를 보이고 있는데 이는 바랙터 다이오드의 기울기 함수로 나타나는 Γ 를 정확한 함수로 나타낼 수 없었기 때문으로 판단된다.

4. 결론

본 논문에서는 2차 하모닉 도파관 전압조정발진기를 설계하는 방법을 제시하였다. 제시한 방법에 따라 W-대역 도파관 하모닉 전압조정발진기를 제작하여 그 특성을 확인해 보았다. 발진주파수가 높아 파장이 짧은 관계로 가공공차에 의해 비교적 많은 영향을 보였으며, 건 다이오드의 등가 임피던스를 정확하게 알기 어려운 관계로 발진주파수의 천이와 약간의 출력 전력 저하가 발생하였다. 이는 유전체의 주파수 튜닝 막대를 사용하여 원하는 주파수로 조정할 수 있었고, 출력은 건 다이오드 포스트 디스크의 지름과 높이를 미세 조정하여 17dBm이상의 출력을 얻을 수 있었다. 발진주파수 튜닝 범위는 바랙터 다이오드의 선택과 건 및 바랙터 다이오드 사이의 간격을 조정하여 520 MHz이상의 주파수 조정범위를 얻을 수 있음을 확인하였다. 따라서 본 논문에서 제시한 도파관 2차 하모닉 전압조정발진기 설계 방법은 60GHz 이상의 도파관 하모닉 전압조정발진기 설계에서 매우 유용하게 적용될 수 있을 것으로 기대된다.

참고 문헌

- [1] A. S. Templin R. L. Gunshor "Analytic Model for Varactor-Tuned Waveguide Gunn

- Oscillators”, IEEE MTT-S DIGEST, Vol. 22, pp.554~556, May. 1974.
- [2] Naresh Deo, Gunn Diode Oscillators-Sources for Microwave/Millimeter Wave Systems, Design-Performance and Applications., MDT Corp., January 15, 2002.
- [3] John Ondria, “Wideband Electronically Tunable GaAs Gunn VCO’s at W-Band(75~110GHz)”, IEEE MTT-S DIGEST, Vol. 85, pp.375~378, May. 1984.
- [4] John E. Carlstrom, Richard L. Plambeck, D. D. Thornton, “A Continuously Tunable 65-115GHz Gunn Oscillator”, IEEE Trans., Vol. MTT-33, No. 7, pp.610~619, July 1985.
- [5] William H. HAYDL, “Fundamental and Harmonic Operation of Millimeter-Wave Gunn Diodes”, IEEE Trans., Vol. MTT-31, No. 11, pp.879~889, November 1983.
- [6] Nigel Priestley, Keith Newsome, Ian Dale, Philip Norton “A Gunn Diode Based Surface Mount 77GHz Oscillator for Automotive Applications”, IEEE MTT-SDIGEST, Vol. 3, pp.1863~1866, June 2002.
- [7] C. P. JETHWA, ROBERT L. GUNSHOR, “An Analytical Equivalent Circuit Representation for Waveguide-Mounted Gunn Oscillators”, Electron. Lett., Vol. 20, No. 9, pp.565~572, September. 1972.
- [8] K-H. Doring, E. Seebald, “High Transformation Ratio for Impedance Matching with a Radial Line”, Electron. Lett., Vol. 16, No. 2, pp.50~51, Jan. 1980.
- [9] Bevan D. Bates, Andrew Ko, “Modal Analysis of Radial-Resonator Waveguide Diode Mounts”, IEEE Trans., Vol. 38, No. 8, pp.1037~1045 August 1990.
- [10] K-H. Doring, E. Seebald, “High Transformation Ratio for Impedance Matching with a Radial Line”, Electron. Lett., Vol. 16, No. 2, pp.50~51, Jan. 1980.