

## X-밴드 고조파 발생기의 구현에 관한 연구

## (A Study on the Realization of X-Band Harmonic Generator)

金榮範\*, 洪憲辰\*\*, 朴東徹\*\*, 吳承燁\*\*

(Young Bum Kim, Heon Jin Hong, Dong Chul Park, and Seung Hyeub Oh)

## 要 約

효율적이고 안정된 X-밴드 고조파 발생기를 구현하고자 100 MHz 주파수 체배기, SRD 모듈을 사용한 임펄스 발생기, 그리고 협대역 도파관형 대역통과 필터 등을 각각 제작, 측정하였으며 이들을 조합하여 X-밴드 고조파 발생기를 완성하였다. 실험결과 90 체배 고조파 발생기의 출력은 9 GHz에서 -1.5 dBm 이었고 온도 변화에 따른 출력 변동 특성은 24시간 동안의 4°C 온도 변화에 대해 약 0.15 dB 정도로 미소하였다.

## Abstract

In order to realize an efficient and stable X-band harmonic generator, a 100 MHz frequency multiplier, an impulse generator using SRD (Step Recovery Diode) module, and a narrow-band bandpass waveguide filter have been designed and tested. By properly combining these devices an X-band harmonic generator has been realized. The output power of the harmonic generator was measured to be -1.5 dBm at 9 GHz which is the 90th harmonic of the 100 MHz input. The power fluctuation of the harmonic generator due to temperature variation was observed to be about 0.15 dB during 24 hours of 4°C temperature variation.

## I. 서 론

최근에 들어 위성통신, 레이다, 응용물리 등의 각 분야에 걸쳐서 마이크로파 발생기의 수요는 날로 증가되고 있는 실정이다. 이러한 마이크로파 발생기로 주로 이용되고 있는 Gunn 발진기, Klystron, DRO (Dielectric Resonator Oscillator)는 출력전력은 좋은 반면 수정발진기(Quartz crystal oscillator)에 비해 주파수 안정도가 떨어지고 있다. 특히 DRO의 경우 크기가 작고 싸면서도 높은 Q를 갖는 장점은 있으

나 온도에 따른 주파수 변화율이 수정발진기보다 훨씬 큰 수 ppm/°C 정도이어서 DRO가 이보다 높은 안정도를 유지하기 위해서는 독자적으로 사용되기 보다는 수정발진기와 연계 동작되도록 해야한다.<sup>1)</sup> 이때 수정발진기에 위상동기를 시키기 위해 사용되는 오프셋 주파수는 주로 마이크로파 고조파 발생기(microwave harmonic generator)를 이용해 얻어지며 이 마이크로파 고조파 발생기는 마이크로파 주파수 합성기(microwave frequency synthesizer), tracking oscillator를 비롯한 통신 및 레이다 시스템, 그리고 위상배열 안테나(phased-array antenna) 시스템에 이르기까지 매우 광범위하게 사용되고 있다. 마이크로파 대역의 고조파를 발생시키는 방법으로는 varactor diode를 사용하는 방법과 Step Recovery Diode(SRD)를 사용하는 방법이 주로 사용되고 있는데 이들 모두 바이어스 방향에 따른 극간의 정전용량이 비선형

\*正會員, 韓國標準研究所  
(Korea Standards Research Institute)

\*\*正會員, 忠南大學校 電子工學科  
(Dept. of Elec. Eng., Chungnam Nat'l Univ.)

接受日字: 1990年 2月 12日

이라는 점을 이용하고 있다. 그러나 varactor 경우에 역방향의 바이어스에 따라 정전용량이 완만하게 변해 높은 차수의 고조파를 만들 경우 특성이 좋지 않은 반면에 SRD는 역방향 바이어스에 대해 일정한 정전용량을 지니고 있어 전력 취급능력이 높으며 고조파도 풍부해서 1960년대 이후 고조파 발생소자로 주로 사용되고 있다.<sup>12-51</sup> 이러한 고조파 발생기의 출력은 주로 전압제어 발진기(VCO)를 기준 주파수에 위상동기(phase lock)시키는데 사용되거나,<sup>4,7)</sup> IF신호를 얻기위한 국부발진기(local oscillator)로도 사용되며,<sup>6,9)</sup> 세습원자 주파수 표준기를 비롯하여 원자주파수 표준기들의 자기공명 장치용 마이크로파 신호의 합성에도 사용되고 있다.<sup>10,11)</sup> 국내에서도 SRD를 이용하여 기상 위성신호 수신기의 down converter용 국부발진기를 제작한 결과가 보고된 바 있고,<sup>8)</sup> 입력주파수로 2 GHz를 사용하여 X-밴드 고조파를 발생시킨 연구가 석사학위 논문으로 보고되기도 하였으나<sup>12)</sup> 이들은 주파수가 낮거나, 효율이 낮거나, 체배수가 작아 높은 주파수, 고효율, 높은 체배를 요구하는 응용에서는 많은 문제점이 있을 수 있다.

본 논문에서는 주파수 안정성이 좋고 효율이 높은 90 체배의 X-밴드 고조파 발생기를 구현하고자 하며 이 목적을 위해 SRD 모듈과 10 MHz 수정발진기를 사용하였다. 사용된 SRD의 입력주파수인 100 MHz를 10 MHz 수정발진기에서 얻기 위해 100 MHz 주파수 체배기를 제작하였으며 아울러 SRD 출력에서 9 GHz를 뽑아내기 위해 인덕티브 포스트를 이용한 도파관형 대역통과 필터를 제작한 다음 최종적으로 이들을 조합하여 X-밴드 대역의 9 GHz 고조파 발생기를 구현하였다.

II. SRD의 기본동작 원리

고조파 발생용 소자로 사용하고자 하는 SRD는 Si-pin구조로 되어 있으며 바이어스에 따라 2개의 임피던스 상태를 갖는 전자스위치로 동작하게 되므로 수 pico-second 정도의 날카롭고 풍부한 임펄스를 발생시키게 된다. 바이어스가 순방향일 경우 소수캐리어에 의한 확산캐패시턴스(diffusion capacitance)는 매우 커서 다이오드는 낮은 임피던스 값을 갖게 되므로 도통상태로 된다. 그러나 바이어스가 역방향일 경우 접합 캐패시턴스(junction capacitance)가 일정하므로 순방향에 비해 높은 임피던스값을 갖게 되어 등가적으로 다이오드는 단락된 것으로 취급된다. 이러한 SRD의 비선형성을 이용하여 주파수를 체배할 경우 그림 1 과 같은 임펄스 발생기를 만들어야 한다.

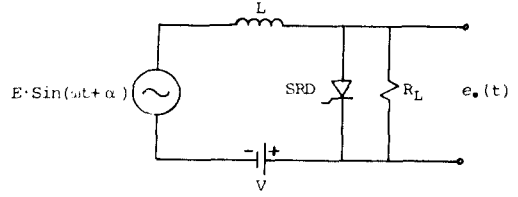


그림 1. 임펄스발생기의 회로도  
Fig. 1. Basic circuit diagram of impulse generator.

그림 1에서 L은 에너지를 저장하는 driving inductance 로서 SRD를 이용한 임펄스 발생기에서 중요한 역할을 하게 되는데 SRD에 순방향의 바이어스가 걸릴경우 다이오드는 도통상태로 되어 L에는 KVL(kirchhoff's voltage law)에 의해 상응하는 에너지가 저장되며 이 저장된 에너지가 zero가 될 때 공핍이 시작된다. 공핍 기간에서는 SRD가 일정한 정전용량 C를 갖게 되므로 임펄스 발생기는 RLC로 구성된 감쇠공진회로로 동작하게 된다. 이 회로에 KVL, KCL(kirchhoff's current law)을 적용한 후 미분방정식을 풀어 얻어진 전류는 RL 양단에 식(1)과 같은 전압 e\_o(t)를 유기시킨다.<sup>12)</sup>

$$e_o(t) = \frac{-I_1 \sqrt{\frac{L}{C}}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \exp\left[-\frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \beta t\right] \sin(\beta t) \tag{1}$$

식(1)에서 I<sub>1</sub>은 t=0인 경우의 인덕터 L에 흐르는 초기전류이고 β와 ζ는 식(2)와 같다.

$$\beta = \sqrt{\frac{1-\zeta^2}{LC}} \quad \zeta = \frac{1}{2R_L} \sqrt{\frac{L}{C}} \tag{2}$$

이 RL 양단의 전압 e\_o(t)는 다이오드와 병렬로 연결되어 있으므로 일반적인 경우와는 달리 감쇠진동 과정에서 첫 반주기가 지나고 양의 값을 갖게되는 순간 다이오드는 도통상태로 변하게 되어 진동은 끝나게 된다. 즉, 식(1)로 표현되는 감쇠공진특성을 갖는 e\_o(t)의 첫 반주기만 공핍상태로 존재하게 되므로 임펄스 발생기의 출력은 e\_o(t)의 첫 반주기 동안만 최대전압 E<sub>p</sub>를 갖는 정현파의 임펄스가 되며 입력주파수와 같은 주기의 임펄스군(群)으로 나타나게 된다.

III. 고조파 발생기의 구성방법

SRD의 비선형성을 이용하여 효과적인 고조파 발생기를 만들고자 할 경우 그림 2와 같은 과정을 거

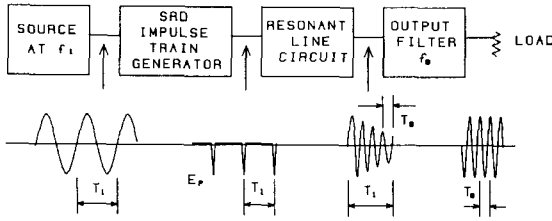


그림 2. 고조파 발생기의 전형적인 모델  
Fig. 2. Typical model of harmonic generator.

쳐야 하는데 주기가  $T_1$ 인 입력주파수가 그림1과 같은 임펄스 발생기에 입력되면 그 출력은 II장에서 설명한 바와 같이 최대전압  $E_p$ 를 갖는 임펄스가 입력주기 간격으로 나타나는 임펄스군을 형성하게 된다. 이들이 coupling network인 전송선 공진기를 통과함에 따라 어느 특정 주파수 근처에 에너지가 집중되게 되며 그 뒤에 연결된 필터를 거침으로써 비로서 원하는 주파수의 정현파를 얻게 된다. 이때 사용되는 주파수원은 사용하는 SRD의 입력사양에 일치하도록 해야 하며 SRD의 바이어스에 따른 출력전력을 관찰해 가면서 최대출력을 얻기 위한 적절한 바이어스를 선정한다.

SRD를 사용하여 실제 고조파를 발생시키기 위해서는 그림1과 같은 부가회로가 필요하게 되는데 90 체배 정도의 높은 차수에서는 이들 소자들의 연결과정에서 발생하는 기생 인덕턴스 때문에 효율적인 고조파 발생기를 실현하기가 어렵게 된다. 이 때문에 SRD 자체 보다는 SRD와 부가회로가 하이브리드 집적화 되어있는 모듈 상태의 제품을 많이 사용하고 있으며 본 논문에서도 SRD 모듈인 HP-33002B를 사용하였다.

SRD 모듈의 입력 VSWR은 입력신호의 세기에 의하여 결정되는데 입력 VSWR을 최소화하기 위한 최적의 입력신호 세기로는 27 dBm(500 mW)로 규정되어 있으나 SRD 모듈의 실제 특성은 사양서에 나와 있는 값과 약간의 차이가 있을수 있으므로 SRD 모듈을 연결한 후 입력 주파수원의 출력 임피던스를 약간씩 변화시켜가면서 SRD 모듈로부터 최대 출력의 원하는 고조파를 얻을 수 있도록 입력 주파수원의 출력전력을 27 dBm을 중심으로 하여 미세 조정하였다. 적절한 주파수원이 SRD 모듈에 입력되면 바이어스를 조정하여 최대의 진폭을 갖는 임펄스군을 얻게 되는데 이것들은 원하는 X-밴드 대역까지도 포함하는 풍부한 고조파 성분을 지니고 있다. 그러나 임펄스군에 있는 X-밴드 대역 고조파의 전력은

그대로 이용하기에는 너무 작아서 coupling network으로 사용하는  $\lambda/4$  resonant line을 사용하여 이 전송선을 통과시킴으로서 원하는 출력주파수로 공진을 시켜 에너지를 모을 수 있게 된다.

X-밴드 대역의 어느 원하는 주파수 근처에 에너지가 모아진 상태의 출력은 마지막 단계의 협대역 대역통과 필터(narrow-band bandpass filter)를 거치게 되고 이에따라 이웃하고 있는  $n-1, n+1$  번째의 sub-harmonic 마저 제거되게 되므로 더욱 효율이 높고 깨끗한 정현파를 얻을 수 있게 된다.

IV. 구성 및 측정

SRD 모듈을 이용하여 효율적인 고조파 발생기를 만들기 위해 앞서 거론한 그림2와 같은 방식을 이용하여 그림3과 같은 고조파 발생기를 구성하였다.

입력신호로 사용하고자 하는 안정된 500 mW 출력의 100 MHz 신호는 기본 주파수로 사용하고 있는 10 MHz를 10 체배하여 얻었다. 먼저, 회로의 초단에서 5 체배한 후 2 체배 하였으며 5 체배 회로는 그림 4 (a)에서와 같은 emitter-coupled current switch를 사용하였다. 이러한 형태의 기수차 체배방식은 입력신호의 zero crossing 지점에서 전류원으로 부터의 일정한 전류를 입력신호의 극성에 따라 반대 방향으로 흘러주기 때문에 입력신호 세기의 변동에 대해 출력이 일정할 뿐 아니라 풍부한 기수차의 고조파를 형성시키므로 높은 차수의 주파수 체배에 적합하다.<sup>[13]</sup> 이때 사용한 트랜지스터는 내부 캐패시턴스가 작아 transition time이 짧은 MPSH-10을 선택하였다.

이렇게 하여 만들어진 고조파중에서 50 MHz 만을 얻기위해 대역통과 필터를 거침으로써 50 MHz의 정현파를 얻게된다. 이 50 MHz를 그림 4 (b)와 같은 push-push 방식의 우수차 체배기를 거쳐 100 MHz의 출력을 얻게되는데, SRD 입력으로서의 정격사양을 만족시키는 27 dBm, 50Ω 출력임피던스와 SRD에 바

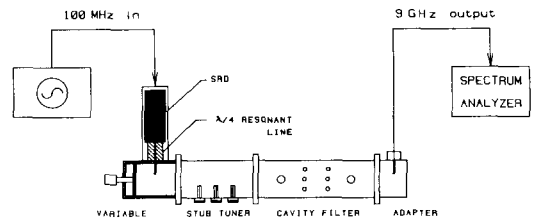


그림 3. 고조파 발생기의 구성도  
Fig. 3. Schematic diagram of harmonic generator.

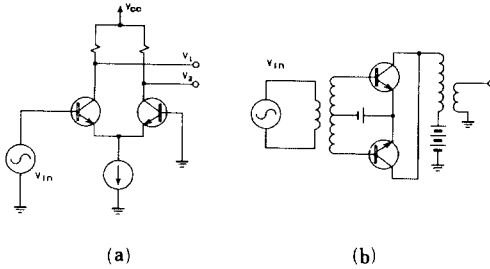


그림 4. 주파수 체배기의 회로도  
 Fig. 4. Basic circuit diagram of frequency multiplier.  
 (a) emitter-coupled current switch,  
 (b) push-push connection.

이어서를 걸기 위한 부가회로를 거쳐 그림5에서 볼 수 있는 고출력의 안정된 100 MHz source를 만들었다.

100 MHz, 27 dBm의 출력을 모듈 형태의 SRD인 HP-33002B에 입력시킬 경우 적절한 바이어스 선정에 따라 100 MHz 간격의 풍부한 고조파들을 생성하는 comb generator로서 동작하게 된다. 이 comb generator의 뒷단에는 9 GHz 부근에 에너지를 집중시키기 위한  $\lambda/4$ 의 전송선 공진기를 coupling network으로 사용하고 있으며 이 coupling network을 거쳐 얻어진 9 GHz 부근의 고조파중에서 9 GHz의 특정 주파수만을 얻기위해 이미 참고문헌[14]를 통해 자세히 발표된 바 있는 그림 6과 같은 특성을 지닌 인덕티브 포스트를 이용한 구형 도파관형 협대역 대역통과 필터를 연결하였다.

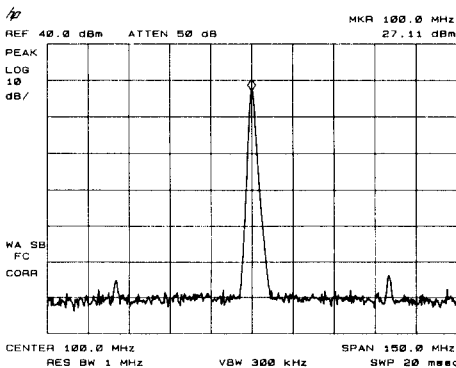


그림 5. 100 MHz 주파수 체배기의 출력스펙트럼 (span=150 MHz)  
 Fig. 5. Output spectrum of 100 MHz frequency multiplier. (span=150 MHz)

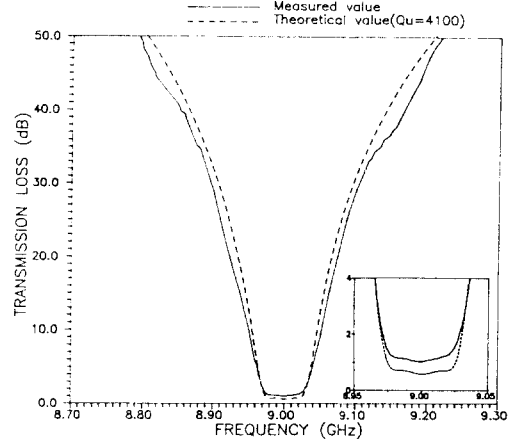


그림 6. 포스트를 이용한 도파관 필터의 삽입손실 특성  
 Fig. 6. The insertion loss characteristics of post-type waveguide filter.

이 구형 도파관형 대역통과 필터를 고조파 발생장치에 연결시키기 위해 동축케이블형에서 도파관형으로의 어댑터를 만들어 사용하였는데 스펙트럼분석기를 사용하여 최대 power가 대역통과 필터에 전달되도록 이 어댑터 probe의 길이와 stub tuner 그리고 variable shorter의 위치를 미세조정 하였다. 또한 coupling network으로서 사용되고 있는 전송선의 길이를 정확히 맞추기 위해 스펙트럼 분석기를 사용하여 9 GHz를 중심으로 8.8 GHz와 9.2 GHz의 power가 대칭이 될 때까지 전송선 길이를 조정함으로써  $\lambda/4$  전송선 공진기의 길이를 최적의 상태로 맞추었는데, 그 결과  $\epsilon_r=2.1$ 인 테프론을 사용한 전송선 공진기의 길이가 5.45 mm일때 최대전력을 얻을 수 있었다. 이렇게 하여 그림 7에서 보는 바와 같이 9 GHz에서 약  $-1.5$  dBm의 출력전력을 얻을 수 있는 고조파 발생기를 구성하였다.

그림 7은 대역통과 필터를 연결했을 때의 출력 스펙트럼이고 그림 8은 필터를 연결하지 않았을 때의 출력 스펙트럼이다. 그림 7과 8을 비교해 보면 그림 8에서 보이는 9 GHz 근처의 sub-harmonic들이 필터를 통과시킨 그림 7에서는 거의 모두 제거 되었음을 볼 수 있다. 또 그림 7의 결과가 그림 8의 결과보다 9 GHz에서는 약 1 dB 정도 작고 8.9 GHz와 9.1 GHz에서는 9 GHz 보다 출력이 30 dB 이상 작은 것을 알 수 있는데 이는 그림 6에서 볼 수 있는 바와 같은 필터의 특성이 전체적으로 고조파 발생기에 반영된 때문이다.

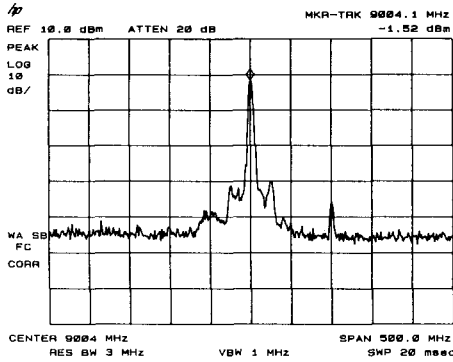


그림 7. 고조파 발생기의 9 GHz 출력스펙트럼 (span = 500 MHz)  
 Fig. 7. 9 GHz output spectrum of the harmonic generator. (span=500 MHz)

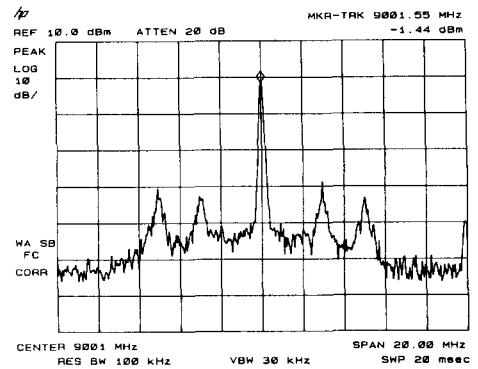


그림 9. 고조파 발생기의 9 GHz 출력스펙트럼 (span=20 MHz)  
 Fig. 9. 9 GHz output spectrum of the harmonic generator. (span=20 MHz)

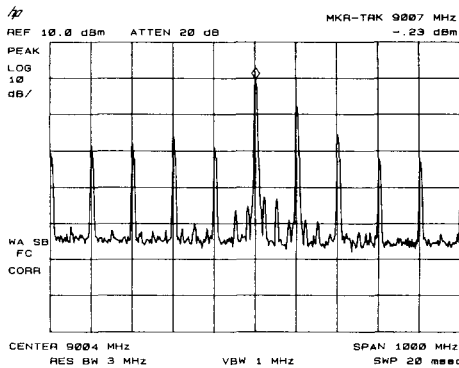


그림 8. 도파관 필터를 연결하지 않았을 경우의 고조파 발생기의 출력스펙트럼 (span=1 GHz)  
 Fig. 8. Output spectrum of the harmonic generator without waveguide filter. (span=1 GHz)

또한 그림 9는 그림 7의 결과에서 span을 20 MHz로 줄였을 경우의 출력 스펙트럼인데 9 GHz의 가까운 곳에 출력이 30 dB 정도 작은 기생성분이 존재하고 있음을 볼 수 있으며 이들은 stub tuner를 조정함에 따라 다소 차이가 있었다.

SRD를 이용하여 고조파를 발생시킬 경우 n번째 고조파의 출력전력은 입력신호에 비해 대략적으로 1/n로 감소되므로 27 dBm의 입력신호전력을 사용할 경우 n 번째 고조파의 출력전력은 식(3)을 이용하여 개략적으로 예견할 수 있다.<sup>[15]</sup>

$$P_n \approx 27 + 10 \log(1/n) \quad [\text{dBm}] \quad (3)$$

식(3)을 사용하여 90 체배시킨 9 GHz의 예상되는 출력전력을 구해보면 약 7 dBm 정도이고 본 실험을 통해 얻은 출력은 -1.5 dBm이다. 참고문헌 [15]에서도 예견 출력이 18 dBm 일때 출력은 10.8 dBm으로 나타나 있어 우리의 결과와 유사한 결과를 얻었다. 사용된 SRD 모듈의 사양서에 따르면 X-밴드 대역에서의 대표적인 임펄스전력은 약 -25 dBm으로 나와 있는데 본 실험에서는 λ/4 전송선 공진기를 사용함으로써 약 23 dB의 전력이득효과를 얻을 수 있었다.

본 실험을 통해 얻어진 결과를 다른 결과와 비교해 보기 위해 총 conversion loss(입력전력 - 출력전력)를 체배수로 나눈 값을 비교해 보면 우리의 경우에는 0.32 [dB/n]로서 참고문헌[8]의 결과인 1.8[dB/n]과 참고문헌[12]의 결과인 4.8[dB/n]에 비해 상당히 좋은 결과를 얻었다.

구성한 고조파 발생기에 대해서 온도에 따른 변화를 알아보기 위해 그림10과 같은 측정장치를 사용하였다.

사용된 전력계(HP-432B)는 기기내부에 있는 2개의 balance bridge circuit으로 부터  $V_{RF}$ (RF bridge voltage)와  $V_{COMP}$ (compensation bridge voltage) 라는 두개의 dc 전압으로 출력되고 있는데 같은 식(4)를 사용하여 평균출력전력을 계산할 수 있다.<sup>[16]</sup>

$$P_{avg} = \frac{V_{COMP}^2 - V_{RF}^2}{4R} \quad [W] \quad (4)$$

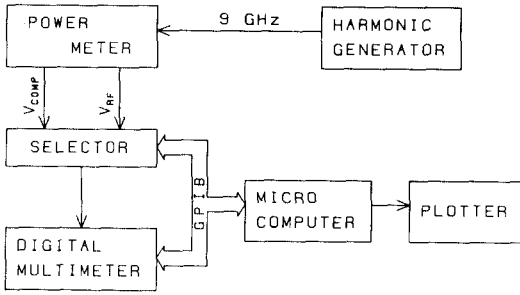


그림10. 온도에 따른 출력 변화 특성을 실험하기 위한 실험 장치도

Fig. 10. Experimental setup for investigating the output power variation of the harmonic generator due to temperature variation.

고조파 발생기의 출력 변화를 plotting 하기 위해  $V_{COMP}$ 와  $V_{RF}$ 를 컴퓨터의 제어에 따라 동작되는 selector (HP-59307A)를 통해 교대로 digital multimeter에 입력하고 컴퓨터는 digital multimeter의 측정결과를 GPIB를 통해 수집한 후 평균출력을 계산하고 plotting 하게 된다. 여기서 R은 power meter의 thermistor 저항으로  $200\Omega$ 이다. 이렇게 하여 얻어진 온도에 따른 출력 변화를 24시간 측정하여 그림11에 나타내었는데 보는 바와 같이  $4^{\circ}\text{C}$ 의 온도변화에 약 0.15 dB 정도의 미소한 출력 변화를 알 수 있었다.

그림11에서 보는 바와 같이 온도가 변화함에 따라 약간의 지연시간을 가지고 출력이 변화됨을 알 수 있는데 이것은 SRD 모듈을 내장하고 있는 어댑터를 포함한 stub tuner와 cavity filter 등의 금속이 온도 변화에 빨리 적응하지 못하기 때문으로 생각되며 0.15 dB의 출력변동은 주위 온도변화에 따라 입력주파수원인 100 MHz 주파수 체배기에 있는 능동소자들과 SRD 모듈의 특성변화로 생각된다.

V. 결 론

본 연구에서는 SRD 모듈을 이용하여 X-밴드 대역의 안정된 주파수원을 얻기 위한 실험이 수행되었다. 사용한 SRD 모듈의 입력조건을 만족하는 100 MHz multiplier, coupling network, 그리고 구형 도파관형 대역통과 필터 등은 지금까지 발표된 이론들을 바탕으로 설계, 제작하였으며 이들을 조합하여 X-밴드 대역의 고조파 발생기를 잘 구현할 수 있었다.

본 실험에서 얻어진 X-밴드 대역의 주파수인 9 GHz의 출력은 현재 약  $-1.5\text{ dBm}$  정도이었으며 온도에 따른 변화를 측정한 결과  $4^{\circ}\text{C}$  변화에 대해 0.15 dB 정도의 미세한 변화를 감지할 수 있었다.

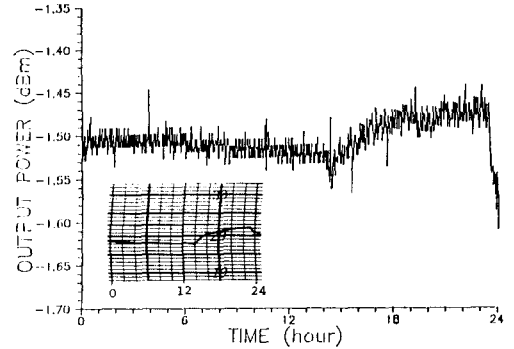


그림11. 온도 변화에 따른 출력 변화 특성 (삽입된 그림은 24시간 동안의 온도 변화를 나타낸다.)

Fig. 11. Output power fluctuation of the harmonic generator due to temperature variation. (Temperature variation during 24 hours is presented in the inset.)

이 실험에서 구성된 X-밴드 고조파 발생기는 세습원자 주파수표준기의 여기용 RF신호 합성에 직접 사용될 수 있음은 물론 마이크로파 주파수 합성기, 통신 및 레이더의 기준 주파수로의 응용이 가능하리라 여겨진다.

參 考 文 獻

- [1] Plourde, J.K. and C. Ren, "Application of dielectric resonators in microwave components," *IEEE Trans. MTT*, vol. 29, pp. 754-770, August 1981.
- [2] Stephan Hamilton and Robert Hall, "Shunt-mode harmonic generation using step recovery diode," *Microwave Journal*, vol. 10, no. 4, pp. 69-78, April 1967.
- [3] J.L. Moll, S. Krakauer, and R. Shen, "P-N junction charge-storage diode," *Proc. IRE*, vol. 50, pp. 43-53, January 1962.
- [4] S.M. Krakauer, "Harmonic generation, rectification, and lifetime evaluation with the step recovery diode," *Proc. IRE*, vol. 50, pp. 1665-1675, July 1962.
- [5] R.D. Hall, "Frequency multiplication with the step recovery diode," 1965 G-MTT Symposium Issue, 1965.
- [6] P.A. McAllister, "Synthesised signal generator: A design example," *Proc. IRE*, vol. 130, pp. 451-455, Pt. H, no. 7, Dec. 1983.

- [7] P.A. McAllister, "Phase-lock technique for synthesis of microwave frequencies," *Proc. IEEE*, vol. 127, Pt. H, no. 2, April 1980.
- [8] 한국과학기술원, "위성추적 및 수신시스템 기술개발에 관한 연구(I)," 과학기술처 특정 연구 개발사업 보고서, N114-2484-4, pp 70-134, 1986.
- [9] Nobuyoshi F., Kazuyuki Y., and Risao H., "Japan's millimeter wave satellite communication program," *IEEE Trans. Communication*, vol. COM-27, no. 10, pp. 1381-1391, October 1979.
- [10] A.G. Mungall, R. Bailey, H. Daams, D. Morris and C.C. Costain, "The new 2.1 meter primary cesium beam frequency standard, Cs V," *Metrologia*, vol. 9, no. 3, pp. 113-127, 1973.
- [11] Nakagiri K., Shibuki M., Urabe S., and M. Ishizu, "Cesium beam frequency standard," *Review of radio Research Laboratories*, vol. 29, pp. 97-115, 1983.
- [12] 김협중, 안철, "SRD를 이용한 주파수체배기에 관한 연구," 서강대학교 전자공학과 석사학위논문, 1982.
- [13] A. Baugh, "Low noise frequency multiplication," *Proc. 26th Ann. Symp. on Freq. Control*, p. 50, 1972.
- [14] 홍헌진, 김영범, 박동철, "인덕티브 포스트를 이용한 도파관형 마이크로파 협대역 대역통과 필터," 전자공학회논문집, vol. 26, No. 6, pp. 1-6, 1989.
- [15] Hewlett Packard, "Comb generator simplifies multiplier design," Application note 983.
- [16] Hewlett Packard, "Power meter HP-432B," Operating and Service Manual, 1972.

---

 著 者 紹 介
 

---

金 榮 範 (正會員) 第26卷 第6號 參照  
 현재 한국표준연구소 선임연구원

●

洪 憲 辰 (正會員) 第26卷 第6號 參照  
 현재 한국전자통신연구소 연구원

朴 東 徹 (正會員) 第23卷 第2號 參照  
 현재 충남대학교 전자공학과 부교수

●

吳 承 燁 (正會員) 第25卷 第1號 參照  
 현재 충남대학교 전자공학과 정교수