

논문 2010-4-16

# 240 GHz, 1.485 Gbps 비디오신호 무선 전송 시스템

## A 1.485 Gbps Wireless Video Signal Transmission System at 240 GHz

이원희\*, 정태진\*

Won-Hui Lee\* and Tae-Jin Chung\*

**요 약** 240 GHz 대역의 캐리어 주파수를 이용하여 1.485 Gbps 비디오 전송 시스템을 설계 및 시뮬레이션 하였다. 송수신기는 Schottky Barrier 다이오드 기반의 Sub-harmonic 믹서를 이용하였으며 특히, 수신기는 Heterodyne 및 Direct Detection 두 가지 방식을 적용하여 각각의 성능을 시뮬레이션 하였다. 변조방식은 ASK이며, 수신기에서는 Envelop 검출 방식을 사용하였다. 송신기 시뮬레이션 결과 Sub-harmonic 믹서의 LO 전력 7 dBm(5 mW)에서 IF 입력 전력 -3 dBm(0.5 mW)일 때 RF 출력 전력은 -11.4 dBm(73  $\mu$  W)이었으며, SSB(Single Side Band) Conversion Loss는 8.4 dB이다. VDI사의 상용모델 WR3.4SHM(220~325 GHz)의 240 GHz에서의 Conversion loss 8.0 dB(SSB)와 근접한 결과를 얻었다. 1.485 Gbps NRZ 신호전송 시뮬레이션 결과 전송신호와 동일한 수신 파형을 얻었다.

**Abstract** In this paper, a 1.485 Gbps video signal transmission system using the carrier frequency of 240 GHz band was designed and simulated. The sub-harmonic mixer based on Schottky barrier diode was simulated in the transmitter and receiver. Both of heterodyne and direct detection receivers were simulated for each performance analysis. The ASK modulation was used in the transmitter and the envelop detection method was used in the receiver. The transmitter simulation results showed that the RF output power was -11.4 dBm(73  $\mu$  W), when the IF input power was -3 dBm(0.5 mW) at the LO power of 7 dBm(5 mW) in sub-harmonic mixer, which corresponds to SSB(Single Side Band) conversion loss of 8.4 dB. This value is similar to the conversion loss of 8.0 dB(SSB) of VDI's commercial model WR3.4SHM(220~325 GHz) at 240 GHz. The combined transmitter and receiver simulation results showed that the recovered signal waveforms were in good agreement to the transmitted 1.485 Gbps NRZ signal.

**Key Words :** Video Signal Transmission, Sub-harmonic Mixer, Heterodyne Receiver, Direct Detection, HD-SDI

### 1. 서 론

최근 THz 대역의 주파수를 이용하여 데이터 전송 속도 10 Gbps 이상의 초고속 통신시스템에 대한 관심이 높아지고 있다. THz 대역의 주파수 범위는 100 GHz~10 THz로서 종래의 밀리미터파 대역에서 사용하고 있는 대역폭에 비하여 월등히 넓은 주파수 대역폭을 제공하여

주기 때문에 미래의 초고속 통신시스템 응용에 무한한 잠재적 가치를 가지고 있다. THz 전파는 전자파와 광파의 특성을 모두 가지고 있어 공간으로 전파하며 광의 특성에 따라 광학 렌즈<sup>[1],[2]</sup>를 이용하여 방사 빔을 집속할 수 있다. THz파는 전파 감쇠가 대단히 커져 현재의 기술 수준을 고려해 볼 때 10 m 정도의 단거리 통신에 적합하다. 미국, 유럽, 일본 등 THz 기술 선도국에서는 핵심 부품 및 MMIC 등의 연구 개발에 많은 투자를 하고 있다. THz 대역의 주파수를 이용하여 통신시스템 응용을 위해

\*정회원, 한국전자통신연구원(ETRI)  
접수일자 2010.7.1, 수정일자 2010.7.16  
게재확정일자 2010.8.13

서는 100 GHz~10 THz 사이의 적절한 주파수 대역을 선정하여야 한다. 현재 ITU에서는 THz 응용 서비스에 사용될 주파수 대역에 대한 연구를 추진하고 있으며, WRC2011에서 THz 주파수 분배 권고안을 논의할 예정으로 있다. 통신 응용을 위한 관심 주파수 대역은 275~300 GHz, 355~400 GHz, 490~510 GHz, 690~710 GHz, 800~850 GHz, 900~950 GHz 이다<sup>[3]</sup>. THz 통신 시스템의 주요한 응용 분야로는 넓은 주파수 대역폭을 이용한 10~40 Gbps의 전송 속도를 필요로 하는 대용량 파일 전송이나 유선 10 GbE 시스템의 무선 대체에 우선적으로 활용될 것으로 예측된다. IEEE 802.15 WPAN THz-IG 연구반에서는 THz WPAN에 대한 표준 연구의 사전 단계로서 응용 서비스 사례에 대한 연구결과를 정기적 회의에서 논의하고 있다<sup>[4]</sup>. 일본의 NTT는 250 GHz 대역에서 8 Gbps 전송시스템을 구현하여 0.5 m 거리에서 전송 시험을 하였다. 여기에 사용된 송신기는 광학기반으로 기저대역의 전송신호를 ASK 방식으로 광변조하고 UPC-PD(Uni-Traveling Carrier Photo Diode)를 이용하여 광-전기변환(O/E)을 한 후 안테나로 신호를 전송하는 구조이다. 수신기는 Schottky Barrier 다이오드 기반의 Envelop Detector를 사용하였다<sup>[5]</sup>. 독일의 TCL (Terahertz Communication Lab.)은 300 GHz 대역에서 DVD(Digital Video Display)로부터의 6 MHz 대역폭을 갖는 아날로그 TV 신호를 850 MHz(UHF) IF 신호를 이용하여 300 GHz 대역 Sub-harmonic 믹서를 통하여 10 m 거리까지 TV 수신 카드에 전송하였다. 이 시스템의 송신기 최대 출력은 50  $\mu$ W이며, 송신기 및 수신기는 Schottky 다이오드 Sub-harmonic 믹서를 이용하였다<sup>[6]</sup>.

본 논문에서 구현한 송신기는 Schottky 다이오드 Sub-harmonic 믹서를 이용하여 1.485 Gbps 신호를 ASK 변조하는 구조로 구성하였다. 송신 캐리어 주파수는 240 GHz이다. LO 모듈은 50 MHz 기준 신호를 이용하여 40 GHz PLL(Phase-Locked Loop)을 구성하고 PLL 출력은 증폭기, 주파수 3채배기(Tripler)와 대역통과필터(BPF)를 통하여 120 GHz에서 5 mW 신호를 출력한다. 수신기는 송신기와 같은 Sub-harmonic 믹서를 이용하여 IF 대역에서 Envelop Detector로 수신하는 Heterodyne 방식과 ASK 변조된 송신 신호를 직접 검출하는 Direct Detection 방식 두 가지를 사용하였다.

## II. THz 무선링크 설계

240 GHz 비디오 전송 모델 개념도는 그림 1과 같고, 시스템 설계규격은 표 1에 요약하였다. THz 무선링크 설계 결과 50  $\mu$ W 송신기 출력에 대하여 렌즈를 사용하지 않은 경우 1 m와 10 m 거리에서 수신된 전력은 각각 -45 dBm과 -65 dBm이다. 렌즈를 사용하는 경우는  $14 \times 2 = 28$  dB 만큼 수신 신호가 증가되어 충분한 링크 마진이 확보된다. 수신기의 Noise Figure를 10 dB로 가정하고, ASK 변조방식과 Envelop Detector를 사용할 때 수신기 입력의 SNR은 30.2 dB이다.

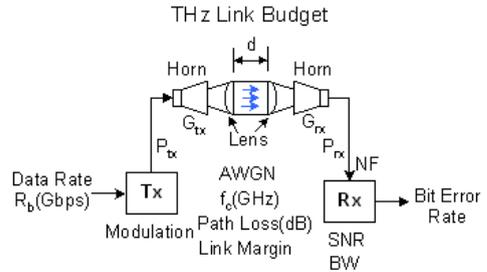


그림 1. 240 GHz 비디오 전송 모델  
Fig. 1. Video transmission model at 240 GHz

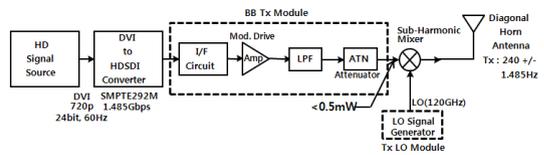
표 1. 240 GHz 비디오 전송 시스템 설계 규격  
Table. 1. Design specification of video transmission system at 240 GHz

| 링크 파라미터                       | 규격         | 비고                        |
|-------------------------------|------------|---------------------------|
| Carrier freq., $f_c$          | 240 GHz    |                           |
| Link distance, d              | 1 ~ 10 m   |                           |
| Modulation                    | ASK        |                           |
| Data rate, $R_b$              | 1.485 Gbps | NRZ Signal                |
| Bit Error Rate(BER)           | $10^{-12}$ |                           |
| Transmission BW               | 3 GHz      | ASK Modulation            |
| Max. Tx Power, $P_{tx}$       | 50 $\mu$ W | -13 dBm                   |
| Free Space Loss               | 80/100 dB  | @ d=1m/10m                |
| Antenna Gain, $G_{tx}=G_{rx}$ | 25 dBi     | Diagonal Horn             |
| Added Lens Gain               | 14 dB      | PE lens                   |
| Implementation Loss           | 2 dB       | 대기감쇠 포함                   |
| Receiver Noise Figure         | 10 dB      |                           |
| AWGN Noise Power              | -79.2 dBm  | @ BW=3 GHz                |
| Receiver Output SNR           | 20.2 dB 이상 | @ BER= $10^{-12}$ for ASK |
| Desired Link Margin           | 5 dB 이상    |                           |

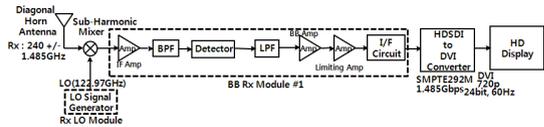
또한, 1.485 Gbps 데이터 전송을 위하여 필요한 전송 대역폭은 3 GHz로 AWGN 채널 잡음전력 레벨은  $-174 \text{ dBm/Hz} + 10\log(3 \text{ GHz}) = -79.2 \text{ dBm}$ 이므로, 렌즈를 사용하지 않은 경우 1 m 및 10 m 에서 링크 마진은 각각 4 dB 및 -16 dB이다. 1 m 링크에서는 목표 마진 보다 1 dB 가 부족하고, 10 m에서는 마이너스 마진을 갖는다. 렌즈를 부착하는 경우는 1 m와 10 m에서 각각 34 dB와 12 dB의 마진이 생긴다. 따라서, 고화질의 비디오 신호전송을 위해서는 렌즈를 사용하여 등가적으로 안테나 이득을 높여야 할 필요가 있다. 여기서 렌즈는 빔을 집중하여 Horn 안테나의 넓은 빔 폭( $10^\circ$ )을 좁은 빔 폭( $1^\circ$  정도)으로 만들어주며, 고지향성 안테나 역할을 가능하게 한다.

### III. 비디오 전송 시스템 구조

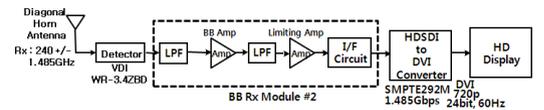
본 논문에서 제안하는 240 GHz 송수신기의 구성도는 그림 2와 같다. 그림 2(a)의 송신기는 BB Tx 모듈, Sub-harmonic 믹서 및 Horn 안테나와 Tx LO 모듈로 구성된다. BB 모듈에서 출력된 1.485 Gbps 비디오 신호는 Sub-harmonic 믹서의 IF 포트에 전달되고, Tx LO 모듈은 120 GHz에서 5 mW의 전력을 Sub-harmonic 믹서의 LO 포트에 공급한다. Sub-harmonic 믹서의 RF 출력은 Horn 안테나에 직접 연결되어 캐리어 주파수가 240 GHz 인 ASK 변조신호를 공간에 전파한다. 그림 2(b)는 Heterodyne 방식의 수신기로서 송신기의 Sub-harmonic 믹서와 Horn 안테나는 동일하다. Rx LO 모듈의 출력 주파수는 122.97 GHz이며, IF 주파수는 5.94 GHz(1.485 Gbps×4)로 설계하였다. IF단의 구성은 Sub-harmonic 믹서 후단에 IF 증폭기, 대역통과필터(BPF), Schottky 다이오드를 이용한 Envelop Detector, 저역통과필터(LPF), Limiting Amp로 구성되고, Limiting Amp의 출력은 비디오 컨버터를 통하여 TV 모니터에 신호가 전송된다. 그림 2(c)는 Direct Detection 방식의 수신기로서 Horn 안테나와 Schottky Barrier 다이오드를 사용한 Detector가 직접 연결된다. Detector의 출력은 그림 2(b)의 Envelop Detector 후단 구조와 동일하다. LO 모듈은 그림 2(d)와 같이 50 MHz 기준신호를 입력하여 40 GHz PLL(Phase Lock Loop)로 구성하였다.



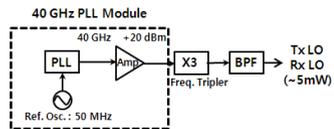
(a) 240 GHz 송신기의 구성도



(b) 240 GHz Heterodyne 수신기의 구성도



(c) 240 GHz Direct Detection 수신기의 구성도



(d) LO 모듈 구성도

그림 2. 240 GHz 송수신기 구성도

Fig. 2. A structure of 240 GHz transceiver

Tx LO 및 Rx LO의 40 GHz PLL 출력 주파수는 각각 40 GHz와 40.99 GHz이며, 40 GHz 증폭기의 출력은 +20 dBm이다. 40 GHz PLL 모듈의 출력은 주파수 3배배기 (Tripler)와 대역통과필터를 거쳐 Tx LO(120 GHz) 및 Rx LO(122.97 GHz)의 신호를 출력하며, 신호 레벨은 5 mW이다.

본 시스템의 주요 부품의 실제 구현은 향후 WR-3 대역(220~325 GHz)의 상용품을 사용할 예정이다. 따라서 시스템 구축에 맞는 상용품 규격을 찾아 규격을 만족하도록 모델링하고 시뮬레이션 하였다. Sub-harmonic 믹서는 미국의 VDI사<sup>[7]</sup> WR-3.4SHM 모델을 이용할 예정이다. WR-3.4SHM의 규격은 240 GHz에서 SSB 변환손실과 NF가 8 dB이고, LO 전력은 4~8 mW이다. LO 모듈에 사용될 주파수 3배배기(Tripler)는 VDI사의 WR6.5×3(110~170 GHz)을 사용할 예정이며, 120 GHz에서 +19 dBm 입력 전력에 대하여 5.5 mW 출력이 얻어진다. Direct Detector는 VDI사의 WR3.4ZBD(220~330 GHz)를 사용할 예정이며, 30 kHz 비디오 대역폭에서 TSS (Tangential Sensitivity)는 -44 dBm이며 이는 3

GHz 대역폭에서 -19 dBm에 해당한다. 240 GHz에서 Detector의 Responsivity는 2.25 [mV/μW]이다. Horn 안테나는 VDI사의 Diagonal Horn 안테나를 사용할 예정이며, 안테나 이득은 25 dBi, 빔 폭은 10°이다.

#### IV. 시뮬레이션 결과

##### 1. 주요 부품설계 및 성능 분석

Schottky Barrier 다이오드를 사용하는 Sub-harmonic 믹서, Direct Detector 및 주파수 3채배기(Tripler)는 상용품을 사용할 것이므로, 시스템 시뮬레이션을 통한 성능 분석을 위해서는 각각의 회로 구조와 성능 특성을 예측하여야 한다. 본 논문에서는 Sub-harmonic 믹서, Direct Detector 및 주파수 3채배기의 회로 구조를 이용하여 각각의 성능 특성을 Agilent ADS2006을 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 상용품은 회로구조나 사용된 Schottky 다이오드의 ADS 파라미터를 제조사가 공개하지 않기 때문에 관련 논문 등에서 같은 주파수 대역에서 사용된 믹서, Detector 다이오드 파라미터를 사용하였다. 그림 3은 기본적인 회로 구조를 나타내었고, 표 2에는 시뮬레이션에 사용한 Schottky 다이오드 파라미터를 나타내었다.

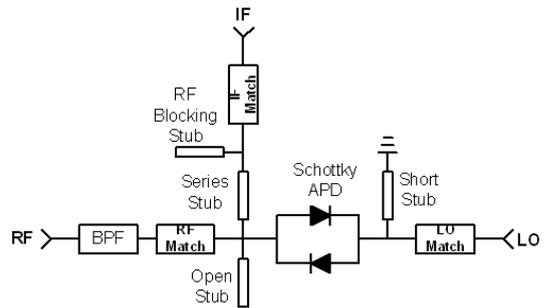
표 2. Schottky Barrier Diode 파라미터  
Table. 2. Parameters of schottky barrier diode

| 다이오드 파라미터                                   | Sub-harmonic Mixer | Zero Bias Detector | Freq. Tripler |
|---------------------------------------------|--------------------|--------------------|---------------|
| Saturation Current ( $I_s$ )                | 0.2 fA             | 11 μA              | 185 fA        |
| Series Resistance ( $R_s$ )                 | 15 Ω               | 19 Ω               | 2.2 Ω         |
| Ideality Factor ( $n$ )                     | 1.3                | 1.13               | 1.15          |
| Zero-bias Junction Capacitance ( $C_{j0}$ ) | 1.3 fF             | 4.2 fF             | 88 fF         |
| Built-in Potential ( $V_j$ )                | 0.73 V             | 0.7 V              | 0.73 V        |
| Reverse Breakdown Voltage ( $V_{br}$ )      | 7 V                | 7 V                | 11.8 V        |
| Figure of Merit Cutoff Freq. ( $F_c$ )      | 8.16 THz           | 2 THz              | 0.82 THz      |
| Remark                                      | SD1T7-D20(VDI)     | W-10 band (VDI)    | -             |

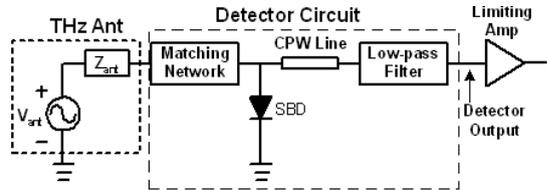
##### 가. Sub-harmonic 믹서

Agilent ADS 2006 HB(Harmonic Balance) 환경에서 그림 3(a)의 Sub-harmonic 믹서의 시뮬레이션을 하였다. RF 차수 및 LO 차수를 각각 5차로 하였고, 최대 차수는 9차로 제한하였다. 시뮬레이션 파라미터는 표 3과 같다.

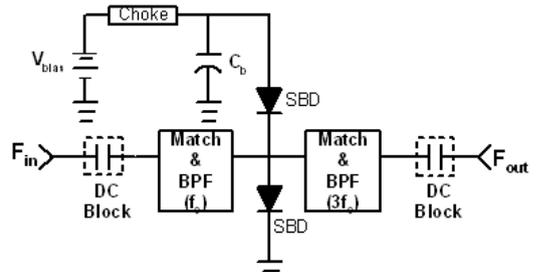
RF Input에 Chebychev BPF를 사용하였으며, LO와 IF 포트에는 각각 BPF, LPF를 사용하지 않았다. RF BPF는 중심주파수는 240 GHz, 통과 대역폭은 60 GHz, 저지 대역폭은 80 GHz이고 감쇠량은 50 dB로 하였다.



(a) Sub-harmonic 믹서 회로 구조



(b) Direct Detector 회로 구조



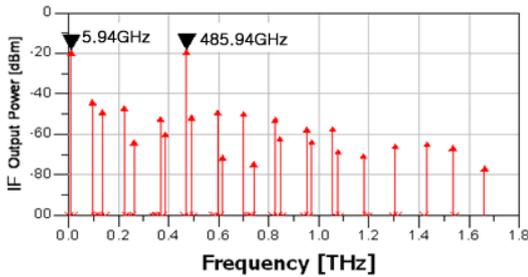
(c) Frequency Tripler 회로 구조

그림 3. 주요 부품들의 회로 구조

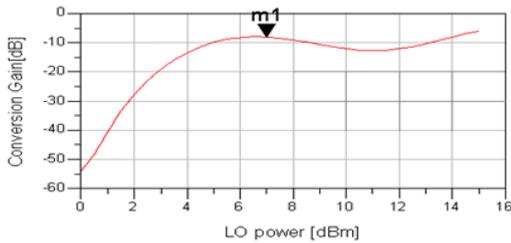
Fig. 3. Circuit structure of main components

표 3. Sub-harmonic 믹서 시뮬레이션 파라미터  
Table. 3. Simulation parameter of sub-harmonic mixer

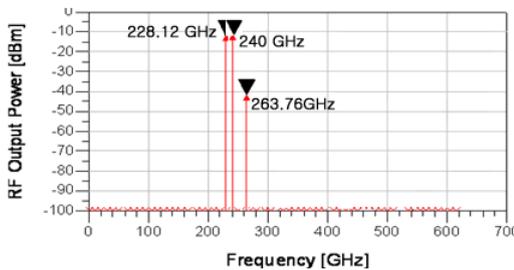
| 시뮬레이션 파라미터 | 설정값        |
|------------|------------|
| RF 주파수     | 240 GHz    |
| Tx LO 주파수  | 120 GHz    |
| Rx LO 주파수  | 122.97 GHz |
| IF 주파수     | 5.94 GHz   |
| LO 전력      | 7 dBm      |



(a) Down Conversion IF Output Spectrum



(b) Down Conversion Gain vs LO Power



(c) Up Conversion RF Output Spectrum

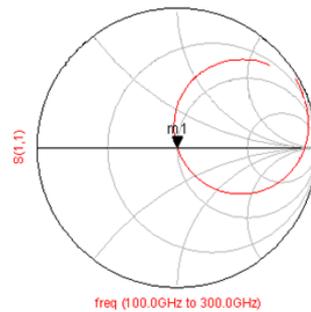
그림 4. SHM 시뮬레이션 결과  
Fig. 4. Simulation results of SHM

그림 4는 Sub-harmonic 믹서의 Down Conversion 및 Up Conversion 출력 스펙트럼과 LO 전력에 따른 변환손실을 나타낸다. 그림 4(a)에서 알 수 있듯이 IF 주파수는  $2f_{LO}-f_{RF}$ 의 결과이며 레벨은 -18.07 dBm이다. RF 입력 전력이 -10 dBm이므로 변환 손실은 8.07 dB이다. 그림

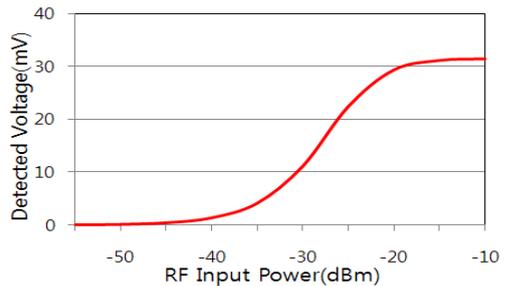
4(a)에서 485.94 GHz에서 IF 신호 레벨과 유사한 스펙트럼은  $2f_{LO}+f_{RF}$ 의 믹싱 Product가 발생하였는데 이는 IF 포트에 LPF를 사용하여 용이하게 제거할 수 있다. 그림 4(c)는 IF 주파수 5.94 GHz, IF 전력 -3 dBm, LO 전력 7 dBm에서 Up Conversion 스펙트럼을 나타낸다. 그림과 같이 Double Side Band는  $2 \times IF$  freq. 만큼 이격되어 있고, Upper Side band는 240 GHz, Lower Side band는 228.12 GHz이다. Upper Side band 240 GHz에서 변환 손실은 8.4 dB이다. 그림에서 263.76 GHz에서 약 30 dB 레벨 아래에 Spurious가 존재하는데  $3 \times IF + 2 \times LO$ 의 믹싱 Product의 결과이다.

나. Envelop Detector

Detector는 바이어스를 사용하지 않는 ZBD(Zero Bias Detector) 구조를 이용하여 240 GHz 입력주파수에서 임피던스 정합회로를 설계하였고, 입력 전력 레벨의 변화에 따른 Detector 출력 전압 레벨을 시뮬레이션 하였다. 그림 5(b)의 결과를 보면 -40 dBm의 입력 전력에서도 Detection이 가능함을 확인할 수 있었다. VDI사의 상용 모델 WR3.4ZBD(220~325 GHz)의 TSS(Tangential Sensitivity) -44 dBm과 근접한 결과를 얻었다.



(a) Matching Circuit Design Result



(b) Detector Output Voltage vs RF Input Power

그림 5. Envelop Detector 시뮬레이션 결과  
Fig. 5. Simulation results of envelop detector

**다. Frequency Tripler**

그림 6은 Frequency Tripler의 ADS 시뮬레이션 결과이다. Frequency Tripler에 LO PLL 주파수인 40 GHz와 40.99 GHz의 입력을 인가하면 그림 6(a)와 같이 3배되는 주파수에서 신호의 크기가 가장 큰 tone이 발생함을 확인하였다. 그림 6(b)의 입력과 출력의 Waveform을 보면 입력 1주기 동안 출력 3주기가 발생함을 볼 수 있다. 그림 6(c)는 Tripler의 출력 Power 스펙트럼의 결과이다.

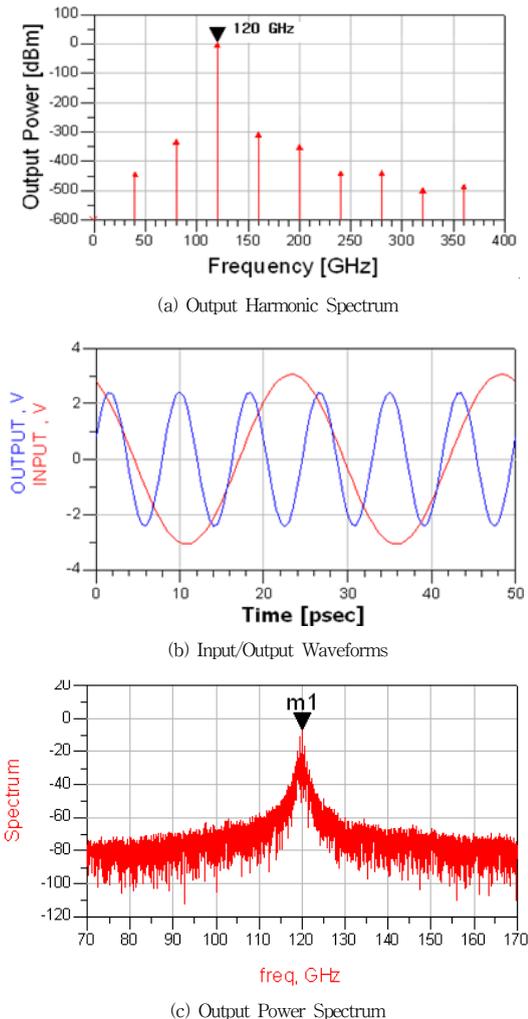


그림 6. Freq. Tripler의 시뮬레이션 결과  
Fig. 6. Simulation results of freq. tripler

상기 시뮬레이션 결과의 주요 설계 파라미터는 표 4와 같다. 입력주파수 범위는 35~45 GHz로 설정하였고, 출

력주파수 범위는 105~135 GHz로 설정하였다.

표 4. Freq. Tripler 시뮬레이션 파라미터  
Table. 4. Simulation parameter of freq. tripler

| 시뮬레이션 파라미터     | 설정값                     |
|----------------|-------------------------|
| 입력주파수 범위       | 35~45 GHz (BW=10 GHz)   |
| 출력주파수 범위       | 105~135 GHz (BW=10 GHz) |
| 입력 Power Level | 25.4 dBm                |
| 입출력 임피던스       | 33.6 Ω/50 Ω             |
| DC bias 전압     | -6.0 V with choke       |

**라. LO BPF**

LO BPF는 공진기 타입의 5단 필터이며, 시뮬레이션 결과 중심주파수는 122 GHz, 3 dB 대역폭은 6 GHz이다. 중심주파수를 122 GHz로 설정한 이유는 Tx LO와 Rx LO에 모두 이용하기 위함이다. 그림 7(a)에는 설계한 LO BPF 필터의 구조를 나타내었고, 그림 7(b)에는 S-Parameter 결과를 나타내었다. 시뮬레이션은 3D 시뮬레이터인 CST사의 MWS를 이용하였다.

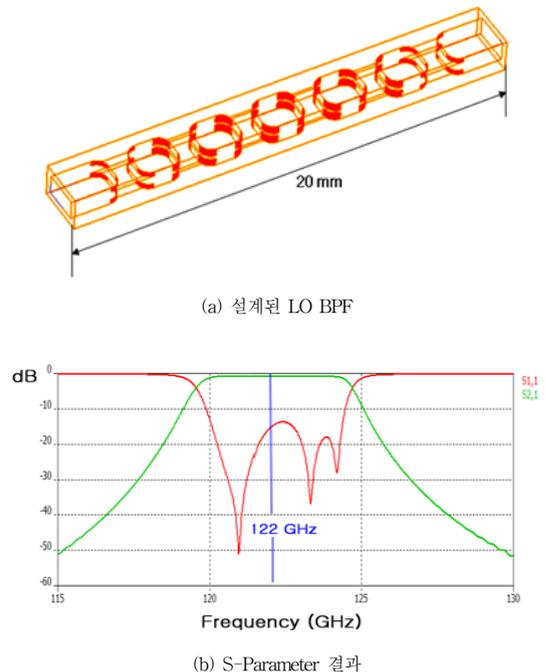


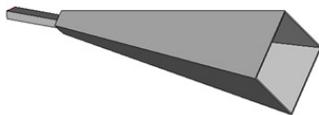
그림 7. BPF의 시뮬레이션 결과  
Fig. 7. Simulation result of BPF

마. Diagonal Horn Antenna

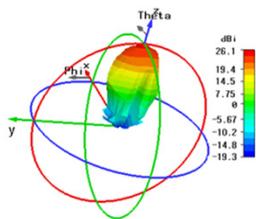
실제 제작할 240GHz 송수신 시스템에서는 VDI사의 Horn안테나를 사용할 예정이다. 따라서 VDI사에서 제공한 Diagonal Horn 안테나의 설계 파라미터들을 이용하여 3D 시뮬레이터로 결과를 예측하였다. 혼안테나의 설계 규격은 표 5와 같다. 그림 8(a)에는 설계된 대각선 혼안테나의 구조를 나타내었고, 그림 8(b),(c)에는 안테나 빔폭 및 이득의 방사패턴 시뮬레이션 결과를 나타내었다.

표 5. 대각선 혼 안테나의 설계 규격  
Table. 5. Design specification of diagonal horn antenna

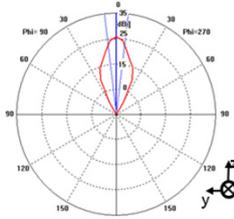
| 파라미터              | 규격          |
|-------------------|-------------|
| Waveguide Band    | WR-34       |
| Freq. Range       | 220~325 GHz |
| Horn Type         | Diagonal    |
| Horn Length       | 26.4 mm     |
| Aperture Diameter | 5.6 mm      |
| Taper Half-Angle  | 6.0 deg     |



(a) 설계된 대각선 혼 안테나



(b) 3D 방사패턴



(c) 2D Plot 방사패턴

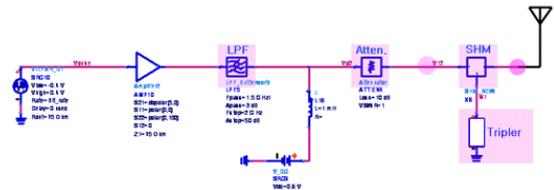
그림 8. 대각선 혼 안테나 시뮬레이션 결과  
Fig. 8. Simulation result of diagonal horn antenna

시뮬레이션 결과 240 GHz 주파수에서 안테나 이득이 26.1 dBi, 3 dB 빔폭은 10.4° 로 VDI사의 혼 안테나 특성과 일치한다.

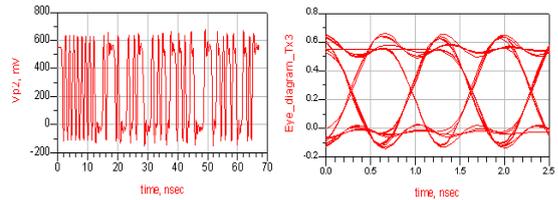
2. 시스템 시뮬레이션

가. Transmitter (ASK, 1.485 Gbps)

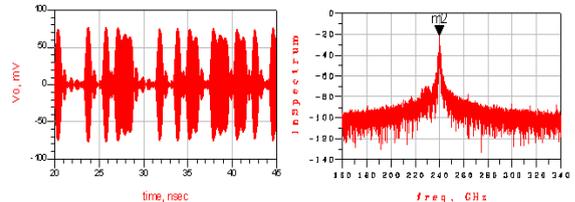
그림 9에는 송신기 시뮬레이션 결과를 나타내었다. 송신기의 Sub-harmonic 믹서와 LO의 Frequency Tripler는 앞절에서 설계된 시뮬레이션 회로 구조를 이용하였다. 그림 9(a)는 시뮬레이션을 위한 송신기 블록도이며, 그림 9(b)에는 Sub-harmonic 믹서 앞단에서 측정된 Waveform과 Eye diagram을 나타내었다. Waveform의 특성 분석 결과 NRZ 신호가 예측한대로 측정되었고, Eye diagram도 양호한 특성을 보였다. 그림 9(c)는 최종 송신 출력의 Waveform 및 스펙트럼을 나타내었다. 그 결과 240 GHz ASK 변조 신호와 스펙트럼을 관찰하였다. 송신기 시뮬레이션 결과 Sub-harmonic 믹서의 LO 전력은 7 dBm, IF 입력 전력은 -3 dBm(0.5 mW), RF 출력 전력은 -11.4 dBm(73 μW)으로 Conversion Loss(SSB)는 8.4 dB로 240 GHz에서 상용품 WR3.4SHM(220~325 GHz)의 성능에 근접한다.



(a) 송신기 Schematic



(b) SHM 전단의 Waveform 및 Eye Diagram

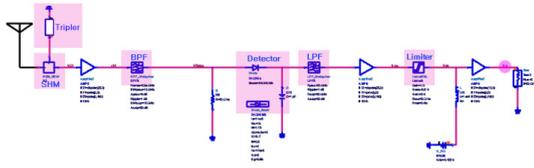


(c) 송신 출력 Waveform 및 Spectrum

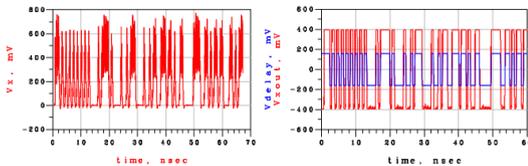
그림 9. 송신기 시뮬레이션 결과  
Fig. 9. Simulation results of transmitter

나. Heterodyne Receiver

그림 10에는 Heterodyne 수신기 시뮬레이션 결과를 나타내었다. 그림 10(a)는 시뮬레이션을 위한 Heterodyne 수신기 블록도이며, 그림 10(b)에는 Detection한 신호의 최종 수신 Waveform을 나타내었다. 최종 수신 Waveform은 송신 신호를 지연한 신호(delay: 1.77 ns)와 일치하였다.



(a) Heterodyne 수신기 Schematic



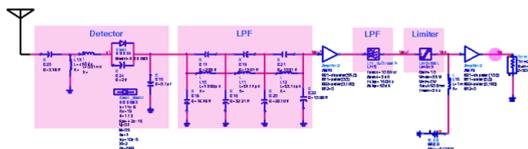
(b) Detected Signal 및 최종 수신 Waveform

(red: Rx waveform, blue: Delayed Tx 1.485 Gbps NRZ)

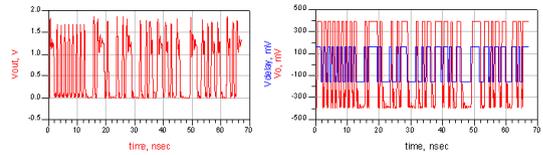
그림 10. Heterodyne 수신기 시뮬레이션 결과  
Fig. 10. Simulation results of heterodyne receiver

다. Direct Detection Receiver

그림 11에는 Direct Detection 수신기 시뮬레이션 결과를 나타내었다. 그림 11(a)는 시뮬레이션을 위한 Direct Detection 수신기 블록도이며, 그림 11(b)에는 Detection한 신호의 최종 수신 Waveform을 나타내었다. 최종 수신 Waveform은 송신 신호를 지연한 신호(delay: 1.39 ns)와 일치하였다.



(a) Direct Detection 수신기 Schematic



(b) Detected Signal 및 최종 수신 Waveform

(red: Rx waveform, blue: Delayed Tx 1.485 Gbps NRZ)

그림 11. Direct Detection 수신기 시뮬레이션 결과  
Fig. 11. Simulation results of direct detection receiver

V. 결론

본 논문에서는 THz 주파수 대역인 240 GHz의 캐리어 주파수를 이용하여 1.485 Gbps 비디오 신호를 무선으로 전송하기 위한 송수신기 시스템을 제안하고 시뮬레이터를 이용하여 분석하였다. THz 대역의 무선 통신 시스템은 능동 RF 부품들의 부재로 시스템을 구성하는데 제한이 있다. 따라서 현재 구성이 가능한 수동 부품들과 Baseband 모듈들을 이용하여 무선통신 시스템을 구성하고 THz 주파수에서의 송수신 가능성을 분석하였다. 시스템을 구성한 상용품은 회로 구조나 사용된 Schottky 다이오드의 ADS 파라미터를 제조사가 공개하지 않기 때문에 관련 논문 등에서 같은 주파수 대역에서 사용된 믹서, Detector 다이오드 파라미터를 사용하여 설계 규격에 맞도록 모델링을 하였다. 본 시뮬레이션은 실제 상용품과 모듈의 설계 규격을 만족하도록 모델링하고 분석하였으므로 실제 제작했을 때와 근접한 결과를 얻을 것으로 판단된다. 최종 송수신기 시뮬레이션 결과 전송신호와 동일한 수신 파형을 얻을 수 있음을 확인할 수 있었다.

현재 본 시뮬레이션을 바탕으로 실제 240 GHz, 1.485 Gbps 비디오 신호를 전송할 수 있는 송수신기를 제작 중에 있으며, 향후 1.485 Gbps 비디오 전송 실험을 진행할 예정이다.

참고 문헌

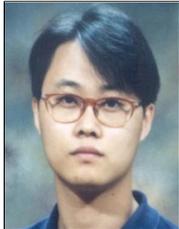
[1] Sanjay R., "A W-Band Dielectric Lens Based Integrated Monopulse Radar Receiver", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 46, No. 12, pp. 2308-2316, Dec.

- 1998.
- [2] Daniel F. Filipovic, et al, "Double-Slot Antennas on Extended Hemispherical and Elliptical Silicon Dielectric Lenses", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 41, No. 10, pp. 1738-1749, Oct. 1993.
- [3] D. Britz, "Evolution of Extreme Personal Bandwidth and Local Area Triple-Stack Terahertz Wireless Networks", *IEEE 802.15-15-10-0150-00-0thz*, March 2010.
- [4] [www.ieee802.org/pub/IGthz.html](http://www.ieee802.org/pub/IGthz.html)
- [5] H. J. Song, et al., "8 Gbit/s wireless data transmission at 250 GHz", *Electronics Letters* 22nd, Vol. 45, No. 22, pp. 1121-1122, Oct. 2009.
- [6] C. Jastrow, et al., "300 GHz transmission system", *Electronics Letters* 31st, Vol. 44, No. 3, pp. 213-214, January 2008.
- [7] [www.virginiadiodes.com](http://www.virginiadiodes.com)

※ 본 연구는 지식경제부, 방송통신위원회 및 한국산업기술평가관리원의 산업원천기술개발사업(정보통신)의 일환으로 수행하였음. [K1002056, 테라헤르츠 대역 전파환경 및 무선전송 플랫폼 기술연구].

## 저자 소개

### 이 원 희(정회원)



- 2000년 건국대학교 전자정보통신공학과, 공학석사
  - 2003년 건국대학교 전자정보통신공학과, 공학박사
  - 1998년~1999년 건국대학교 전자정보통신공학과, 교육조교
  - 1999년 전자부품연구원 고주파재료연구센터, 위촉연구원
  - 2002년~2008년 LG전자 디지털 어플라이언스 연구소, 책임연구원
  - 2008년~2009년 포항공과대학교 전자전기공학과, Post Doc.
  - 2009년~현재 한국전자통신연구원, 선임연구원
- <주관심분야 : Dielectric Loaded Resonators, Microstrip Antennas, Microwave Plasma Applications, EMI/EMC, Channel Modeling, THz Communication Systems>

### 정 태 진(정회원)



- 1979년 충남대학교 전자공학과, 공학사
  - 1979년~1983년 국방과학연구소, 연구원
  - 1983년~1984년 대우중공업(주), 대리
  - 1990년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과, 공학석사
  - 2004년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과, 공학박사
  - 1984년~현재 한국전자통신연구원, 책임연구원
- <주관심분야 : 마이크로파 및 밀리미터파 RF/IF 시스템 설계, 통신시스템 기저대역(BB) 모델 설계>