

# Even Harmonic Mixer를 이용한 2.4GHz ISM band용 Direct Conversion방식의 RF Module 설계 및 제작

°이주갑\*, 윤영섭\*, 최현철\*  
경북대학교 전자전기컴퓨터 학부  
Tel : 053)940-8652, FAX : 053)940-8852  
(E-mail : daegosue@palgong.knu.ac.kr)

## Design and Fabrication of Direct Conversion RF Module using Even Harmonic Mixer for 2.4GHz ISM band

°Ju-Gap Lee\*, Young-Seop Yoon\*, Hyun-Chul Choi\*  
School of Electrical Engineering and Computer Science, Kyungpook National University

### Abstract

In this paper, 2.4GHz RF Module using Even Harmonic Mixer(EHM) was designed and fabricated for Direct conversion(DC) system. By minimizing performance degradation of DC system with DC offset and LO radiation, the capability of minimization and one chip solution in wireless system was proposed. The designed EHM using anti-parallel diode pair represented 9dB conversion loss and about -60dBm 2LO leakage radiation in RF port, and output reflection and reverse transmission characteristic of low noise amplifier was improved. So superior DC offset suppression characteristic is expected. RF Module which consists of EHM, LNA, RF amplifier, Frequency synthesizer and Duplexer was designed and fabricated.

### I. 서론

최근 Bluetooth와 같은 무선이동통신의 발전과 더불어 RF 송수신 시스템에서 보다 소형화, 저가화, 저전력화 및 one chip화 등이 요구된다.<sup>[1]</sup> 일반적인 Heterodyne 방식의 경우 image rejection filter와 IF SAW filter와 같은 Lumped element에 의해 one chip화가 곤란하고, 이에 따라 소형화 및 저가화가 어려운 단점이 있다.<sup>[2]</sup> 본 논문에서는 이러한 Heterodyne 방식의 단점을 보완하여 DC(Direct conversion) 방식의 RF 송수신 Module을 설계하고 제작하였다. 그러나 DC 방식의 송수신 시스템의 경우, 수신 경로에서의 DC offset 및 IM2 발생에 의한 수신 감도 저하현상과 송신 경로에서의 LO power radiation에 의한 간섭 현상이 예상된다.<sup>[2]</sup> 그러므로 본 논문에서는 schottky diode를 이용한 anti-parallel 구조의 EHM(Even Harmonic Mixer)를 제작하고, 이에 요구되는 저잡음 증폭기를 구현하여 DC 방식의 단점을 보완함으로써 RF 송수신 시스템의 소형화와 one chip화의 가능성을 제시하였다.

### II. RF 송수신 Module 설계 및 제작

#### 1. EHM의 주파수 변환

일반적인 송수신 시스템에서 주파수 변환은 LO의 fundamental 주파수 변환을 이용하여 이루어지는데 DC 방식의 송수신 시스템의 경우 LO와 RF의 주파수 대역이 동일하고 LO단과 RF단의 isolation이 완벽히 이루어지지 않으므로, 그림 1과 그림 2와 같이 수신단에서 발생하는 DC offset 문제와 그림 3과 같이 송신단에서 발생하는 LO radiation 문제로 인해 시스템 성능의 저하현상이 발생한다.<sup>[2][3]</sup>

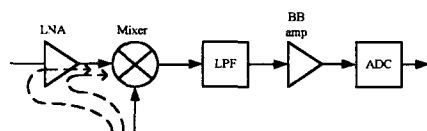


그림 1. LO leakage에 의한 DC offset 현상

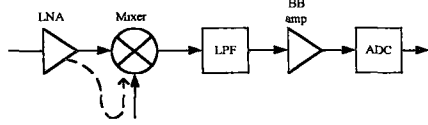


그림 2. Interferer에 의한 DC offset 현상

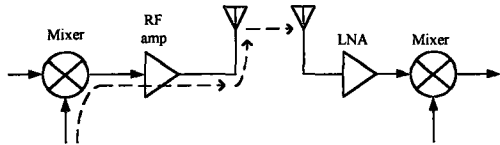


그림 3. LO radiation 현상

본 논문에서는 그림 4와 같이 APDP(Anti Parallel Diode Pair)구조의 EHM(Even Harmonic Mixer)로 RF 주파수의 절반의 LO 주파수를 이용하여 even mixing 주파수 성분을 억제하고,  $2f_{LO} \pm 1f_{RF}$ 의 주파수 변환을 함으로써 DC 방식의 단점을 보완하였다.<sup>[4][5]</sup>



그림 4. EHM의 주파수 변환

두개의 diode가 동일한 특성을 가진다고 가정할 때 diode에 인가되는 전압을  $V$ , 각각의 diode에 흐르는 전류를 각각  $I_1, I_2$  라 하면 diode의 전압 전류관계에 의하여 식 (1)과 같이 표현된다.

$$\begin{cases} I_1 = -i_s(e^{-\alpha V} - 1) \\ I_2 = i_s(e^{\alpha V} - 1) \end{cases} \quad (1)$$

Diode 각각의 conductance는 식 (2)와 같이 표현되고, 병렬 구조이므로 전체 conductance는 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{cases} g_1 = \frac{dI_1}{dV} = \alpha i_s e^{-\alpha V} \\ g_2 = \frac{dI_2}{dV} = \alpha i_s e^{\alpha V} \end{cases} \quad (2)$$

$$\left( e^{\alpha V} = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(\alpha V)^n}{n!}, \quad e^{-\alpha V} = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-\alpha V)^n}{n!} \right)$$

$$\begin{aligned} g &= g_1 + g_2 = \alpha i_s (e^{\alpha V} + e^{-\alpha V}) \\ &= \alpha i_s \left\{ 2 + 2 \frac{(\alpha V)^2}{2!} + 2 \frac{(\alpha V)^4}{4!} + \dots \right\} \\ &= 2\alpha i_s \{ A + B \cos 2\omega_{LO} t + C \cos 4\omega_{LO} t + \dots \} \end{aligned} \quad (3)$$

Diode의 switching은 LO 주파수에 의해 일어나므로 식 (3)과 그림 4와 같이 전체 conductance는 LO 주파수의 even harmonic 주파수 성분으로 구성된다. 식 (3)에서 구한 전체 conductance에 입력전압  $V = V_{LO} \cos \omega_{LO} t + V_{RF} \cos \omega_{RF} t$  를 인가하면 전체 전류  $I$  는 식 (4)와 같다.

$$\begin{aligned} I &= gV = g(V_{LO} \cos \omega_{LO} t + V_{RF} \cos \omega_{RF} t) \\ &= A' \cos \omega_{LO} t + B' \cos \omega_{RF} t \\ &\quad + C' \cos 3\omega_{LO} t + D' \cos 5\omega_{LO} t \\ &\quad + E' \cos (2\omega_{LO} + \omega_{RF}) t + F' \cos (2\omega_{LO} - \omega_{RF}) t \\ &\quad + G' \cos (4\omega_{LO} + \omega_{RF}) t + \dots \end{aligned} \quad (4)$$

Diode의 전체 conductance는 LO의 even harmonic 주파수 성분을 가지므로 EHM에 의해 변환되는 주파수 성분은 식 (4)에서와 같이 오직  $m\omega_{LO} \pm n\omega_{RF}$ , ( $m \pm n = odd$ ) 성분만 존재하고 fundamental mixing 성분은 존재하지 않는다. 그러므로 LO leakage나 외부 interference에 의한 DC offset 현상이 감소하고, LO 주파수 대역과 RF 주파수 대역이 다르므로 LO radiation에 의한 영향이 발생하지 않는 장점이 있다. 하지만 변환 손실이 크고 diode 간의 mismatch에 의한 2LO leakage 현상이 발생하는 단점이 있는데, 본 논문에서는 이러한 단점을 최소화하여 설계 및 제작 하였다.

## 2. EHM의 제작 및 측정

그림 5는 본 논문에서 구현된 EHM의 구조이다.

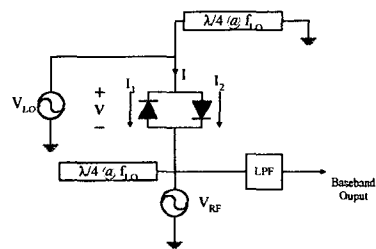


그림 5. EHM의 구조

Microstrip 구조의 EHM를 구현하기 위해서 LO단에  $\lambda/4(@f_{LO})$  short stub와 RF와 IF단에는  $\lambda/4(@f_{LO})$  open stub가 필요하다. Short stub의 전달특성은 그림 6과 같이 LO 주파수 대역에서 이상적으로  $S_{21}$ 과  $S_{12}$ 는 1,  $S_{11}$ 과  $S_{22}$ 는 0의 특성을, RF 주파수 대역에서  $S_{21}$ 과  $S_{12}$ 는 0,  $S_{11}$ 과  $S_{22}$ 는 1의 전달 특성

을 가져야한다. Short stub는 LO 주파수대역에서 open, RF 주파수 대역에서는 short이 되므로 LO단과는 isolation, RF단과는 ground가 이루어지게 된다. 그림 7은 RF와 IF단의 open stub의 전달 특성을 보여준다. Short stub와 반대로 LO 주파수 대역에서 이상적으로  $S_{21}$ 과  $S_{12}$ 는 0,  $S_{11}$ 과  $S_{22}$ 는 1의 특성을, RF 주파수 대역에서  $S_{21}$ 과  $S_{12}$ 는 1,  $S_{11}$ 과  $S_{22}$ 는 0의 전달 특성을 가져야한다. IF단에는 LPF로 구성하여 RF단과 isolation을 유지하고 baseband 주파수 변환 성분을 filtering하는 역할을 한다.

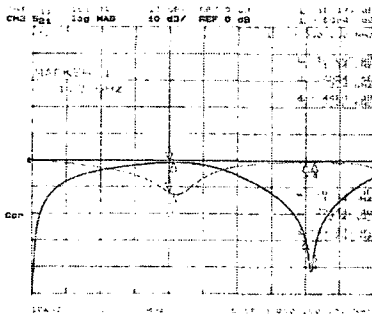


그림 6. Short Stub의 전달특성 측정결과

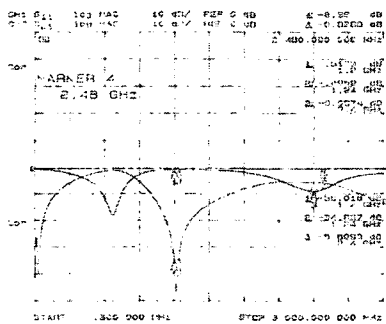


그림 7. Open Stub의 전달특성 측정결과

EHM의 보다 낮은 변환손실을 위해 diode는 작은 series resistance( $R_s$ )와 junction capacitance( $C_{jo}$ )를 가져야하고 diode의 mismatch를 최소화하기 위하여 Agilent Technology사의 HSMS-8202 series diode pair를 이용하여 mixer를 설계 및 제작하였다.

그림 8은 LO 전력 변화에 따른 변환 손실의 변화를 나타낸다. 측정 결과 LO 전력이  $-4 \sim -2$ dBm일 때 약 9dB의 가장 작은 변환 손실을 얻을 수 있음을 알 수 있다. 그림 9는 LO 전력이 약  $-3$ dBm일 때 입력 전력변화에 따른 출력 전력 및 변환손실 변화의 측정 결과이다. 측정 결과 약  $-10$ dBm이상의 입력전력에 대하여 변환손실이 급격히 증가하는 것을 알 수 있다.

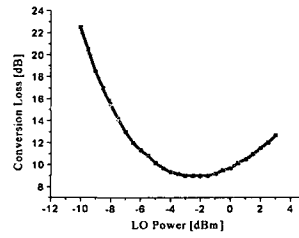


그림 8. LO 전력 변화에 따른 변환 손실

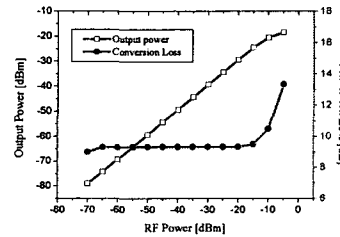


그림 9. 입력 전력변화에 따른 변환손실

그림 10은 입력 주파수변화에 대한 변환 손실의 측정 결과를, 그림 11은 RF단에서 측정한 입력 VSWR 특성을 각각 나타낸다. 설계 중심 주파수인 약 2450MHz에서 가장 작은 변환손실을 가지며 설계 대역폭 2400~2483.5MHz에서 최대 9dB의 변환 손실을 가진다.

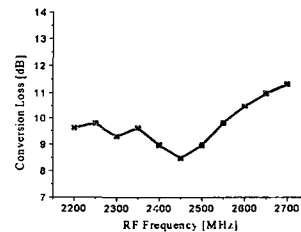


그림 10. 입력 주파수 변화에 따른 변환손실

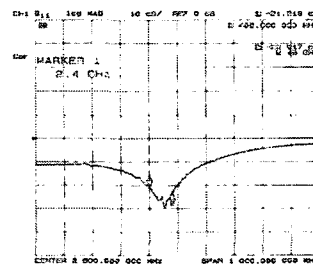


그림 11. RF 입력 VSWR 측정결과

그림 12와 그림 13은 1MHz 신호를 IF 입력으로 하여 각각 LO 주파수 대역과 2LO 주파수 대역에서 측정한 출력 spectrum을 나타낸다. 측정결과와 같이 even mixing 성분은 suppression되고 odd mixing 성분만 출력되는 것을 알 수 있고, LO 입력전력  $-3$ dBm 일 때 RF단으로의 LO와 2LO leakage는 각

각 -34dBm과 -60dBm이다.

### 3. 저잡음 증폭기의 제작 및 측정

본 논문에서는 2LO leakage에 의한 DC offset을 감소시키기 위해 출력 반사특성  $S_{22}$ 를 -20dB 이하, 증폭 이득을 고려하여 역방향 전달 특성  $S_{12}$ 를 -40dB 이하를 설계목표로 하여 입출력 정합 후 2-stage 저잡음 증폭기를 설계, 제작 및 측정하였다<sup>[6]</sup>. 그림 16과 그림 17은 구현된 저잡음 증폭기의 S-parameter 특성을 Network Analyzer로 측정한 결과이고, 표 1에 측정결과를 요약하였다.

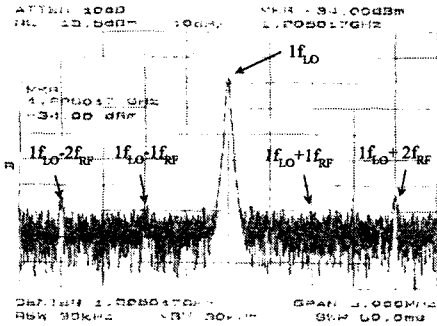


그림 12. LO 주파수대역에서의 출력 Spectrum

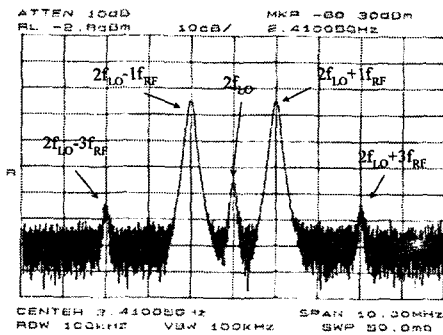


그림 13. 2LO 주파수대역에서의 출력 Spectrum

EHM의 경우 diode 또는 회로적 mismatch에 의해 그림 14와 같이 2LO leakage에 의한 DC offset현상이 발생하게 된다. 2LO leakage는 LO 전력에 따라 그림 15와 같이 변화하며, 본 논문에서 측정결과 2LO leakage에 의해 그림 14와 같이 약 -89dBm의 DC offset이 예상된다. 이러한 결과는 유한한 isolation 특성을 가지는 일반 mixer와 비교하여 30~40dB이상의 suppression 특성을 가지므로, DC 방식의 송수신 시스템에서 보다 우수한 성능을 기대할 수 있다.

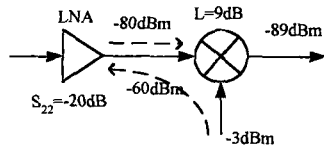


그림 14. 2LO leakage에 의한 DC offset 현상

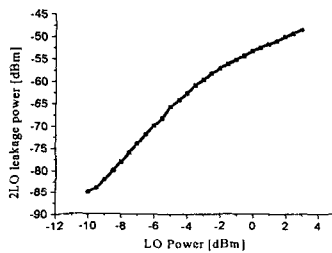


그림 15. LO 전력변화에 따른 2LO leakage 출력

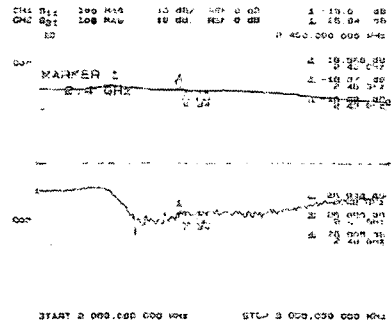


그림 16. 저잡음 증폭기의  $S_{21}$  및  $S_{11}$  측정결과

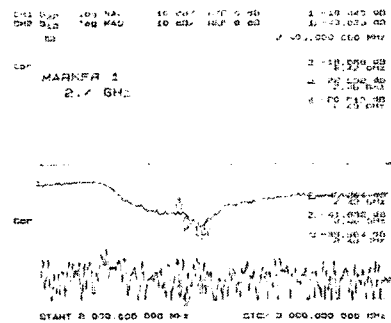


그림 17. 저잡음 증폭기의  $S_{22}$  및  $S_{12}$  측정결과

표 1. 저잡음 증폭기 측정결과

항 목	측정 결과
Device	Agilent MGA-87563
Bias	3 [V] / 11.3 [mA]
RF center frequency	2450 [MHz]
Gain	26~27 [dB]
Noise Figure	2.5~2.8 [dB]
VSWR	1.3 <sub>Min</sub>
$S_{22}$	-18~-20 [dB]
$S_{12}$	-40 [dB <sub>Min</sub> ]
$P_{1dB, Input}$	-27 [dBm]
$P_{1dB, Output}$	0 [dBm]
$IIP_3$	-21 [dBm]
$OIP_3$	6 [dBm]

### III. RF 송수신 Module의 제작

본 논문에서 구현된 EHM를 적용하여 그림 18의 block diagram과 같이 2.4GHz ISM band용 DC 방식의 RF 송수신 Module을 제작하였다. 송신 주파수는 2400~2420MHz, 수신 주파수는 2463.5~2483.5MHz로 각각 20MHz의 대역폭을 가지며, 3V 전원을 사용하였다. RF 송수신 주파수 대역과 1/f noise 영향을 고려하여 1200~1241.75MHz의 발진 주파수 특성, -120dBc@100kHz 이상의 phase noise 특성을 가지는 VCO와 National Instrument사의 LMX2320 PLL을 이용한 Frequency synthesizer를 구성하고, 최소 변환 손실을 가지도록 -3dBm의 최적 LO 전력을 사용하여 송수신 Module에 적용하였다. RF 송수신 Module의 제작시 -10~0dBm의 송신단 출력 전력 및 선형성 등을 고려하여 RF 증폭기를 제작하고, VCO의 2nd harmonic에 의한 2LO leakage 전력의 증가를 최소화하기 위하여 약 50dB의 억압특성을 가지는 LO radial stub LPF를 이용하여 비유전율( $\epsilon_r$ ) 3.38, 두께 0.508mm인 microstrip 선로상에 그림 19와 같이 RF 송수신 Module을 제작하였다.

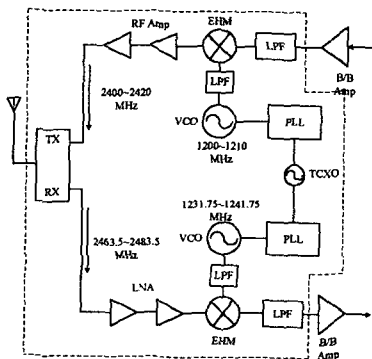


그림 18. RF 송수신 Module의 Block Diagram

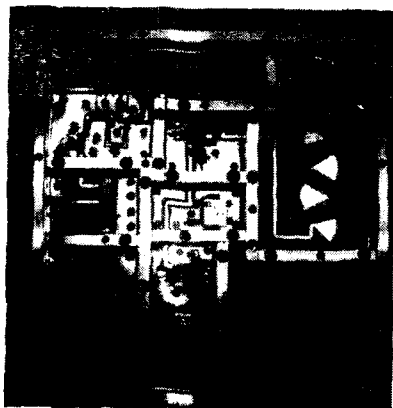


그림 19. 제작된 DC방식의 RF 송수신 Module

### IV. 결론

본 논문에서는 one chip화, 소형화 및 저가화가 유리한 Direct Conversion 방식에서 발생하는 단점을 Even Harmonic Mixer를 이용하여 보완함으로써, 시스템 성능향상의 가능성을 제시하였다. 측정결과 약 9dB의 변환손실과 최적 LO 전력에서 약 -60dBm의 2LO leakage특성을 측정할 수 있었으며, 이는 일반적인 Mixer를 Direct Conversion 방식에 적용하였을 때 보다 우수한 DC offset suppression 특성을 나타내었다. 국외의 경우 Direct Conversion 방식의 장점을 이용한 송수신 시스템의 연구가 활발히 진행되어 상용화 단계에 이르고 있으나, 국내의 경우 이에 대한 연구가 미비하므로 향후 이에 대한 보다 활발한 연구활동이 요구된다. 특히 Direct Conversion 방식의 경우 IF filter를 사용하지 않으므로 channel selection 특성이 저하되고 I/Q mismatch에 의한 SNR 감소와 같은 단점이 있는데, 이에 digital filtering과 I/Q 신호 크기 및 위상 unbalance의 최소화에 대한 연구와 기술 보완이 필요하다. 향후 이와 같은 Direct Conversion 방식의 단점을 보완하여 무선 시스템에 적용하였을 때, 시스템의 보다 소형화 및 저가화가 기대된다.

### 참고문헌

- [1] 홍현진, "IMT-2000 비동기 및 차세대 이동통신 RF 부품 기술 동향," 한국전자파학회지, 제 12권 제 3호 pp 69-79, 2001.
- [2] Behzad Razavi, *RF Microelectronics*, Prentice Hall Inc., 1998.
- [3] Behzad Razavi, "Design Considerations for Direct-Conversion Receivers," *IEEE Transactions on circuits and systems*, vol. 44, NO. 6, 1997.
- [4] Stephen A. Mass, *Microwave Mixers*, Artech House 1993.
- [5] Stephen A. Mass, *Nonlinear Microwave Circuits*, Artech House, 1988.
- [6] Guillermo Gonzalez, *Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design*, Prentice Hall Inc., 1997.