

E-대역 상/하향 주파수 변환기용 소형 MMIC 단일 평형 다이오드 혼합기

An E-Band Compact MMIC Single Balanced Diode Mixer for an Up/Down Frequency Converter

정진철 · 염인복

Jin-Cheol Jeong · In-Bok Yom

요약

본 논문에서는 0.1 μm GaAs p-HEMT 상용 공정을 이용한 E-대역 상/하향 주파수 변환기용 소형 MMIC 단일 평형 다이오드 혼합기를 개발하였다. 본 혼합기에는 LO 발륜을 포함하며 우수한 RF 특성의 Marchand 발륜을 사용하였다. RF 포트와 IF 포트에서는 고역 통과 필터와 저역 통과 필터를 각각 사용하여 포트별 격리도를 향상시켰다. 0.58 mm²(0.85 mm×0.68 mm) 칩 크기의 매우 소형으로 제작된 단일 평형 다이오드 혼합기의 측정 결과, 71~86 GHz 주파수 범위에서 10 dBm LO 입력에 대해 삽입 손실이 8~12 dB이고, 입력 P1dB가 1~5 dBm의 결과를 보였다.

Abstract

This paper presents a compact single balanced diode mixer fabricated using a 0.1 μm GaAs p-HEMT commercial process for an E-band frequency up/down converter. This mixer includes a LO balun employing a Marchand balun with a good RF performance. In order to improve the port-to-port isolation, a high pass filter and a low pass filter are include in this mixer at the RF and IF ports, respectively. The fabricated mixer with a very compact size of 0.58 mm²(0.85 mm×0.68 mm) exhibits a conversion loss of 8~12 dB and an input P1dB of 1~5 dBm at the LO power of 10 dBm from 71~86 GHz.

Key words : E-Band, Diode Mixer, Single Balanced Mixer(SBM), GaAs Monolithic Microwave Integrated Circuit (MMIC), Marchand Balun

I. 서론

2003년 10월, 미국의 연방통신연합(FCC: Federal Communications Commission)에서 71~76 GHz와 81~86 GHz와 92~95 GHz 등의 13 GHz 대역을 미국의 초고속 무선 통신을 위한 예비 대역으로 지정하였다^{[1],[2]}. 그 중 E-대역으로 알려진 70 GHz 대역과

80 GHz 대역은 차세대 PTP(point-to-point) 무선 백홀(backhaul) 링크로서 세계적으로 많은 관심을 가지고 있다. E-대역 통신은 높은 캐리어 주파수로 인해 넓은 대역폭을 가지면서 수 Gb/s가 가능한 대역으로 알려져 있다. 지난 수 년 동안 무선 이동 네트워크에서의 데이터 트래픽이 점점 증가하여 무선 백홀의 최대 용량에 가까워지고 있다.

「본 연구는 지식경제부 및 정보통신연구진흥원의 IT핵심기술개발사업의 일환으로 수행하였음[2008-F-013-01, 스펙트럼공학 및 밀리미터파대 전자자원 이용 기술 개발].」

한국전자통신연구원(Electronics and Telecommunication Research Institute(ETRI))

· 논문 번호 : 20110118-006

· 교신저자 : 정진철(e-mail : jchung@etri.re.kr)

· 수정완료일자 : 2011년 3월 4일

이러한 상황에도 E-대역에 대해 일부 부품들에 대한 연구만 진행되고 있을 뿐 시스템적으로는 많은 연구가 되고 있지는 않은 실정이다^[3].

기존의 E-대역 주파수 혼합기로서 72~84 GHz에서 동작하는 이중 평형 저항성 혼합기가 발표되었다^[4]. 저항성 혼합기는 선형 특성이 우수하지만 게이트 바이어스가 필요하고 복잡한 구조를 가지므로 칩 면적이 커진다는 단점을 가진다. 그리고 70~95 GHz에서 동작하는 IQ modulator가 발표되었다^[5]. IQ modulator의 특성상 90도의 위상 차이가 나는 두 개의 IF 신호가 나오므로 IQ 신호 처리가 용의하다는 장점은 가지지만, 두 출력 신호의 위상차가 정확히 90도가 되지 않을 경우, 신호의 품질을 저하시킨다는 점 때문에 넓은 대역폭이 요구되는 시스템에서는 광대역 하이브리드가 필요하다는 점이 단점으로 알려져 있다. 그리고 E-대역의 높은 주파수에서 LO 신호를 공급하기 어렵다는 점 때문에 서브하모닉(sub-harmonic) 혼합기^[6]가 발표되었다. 하지만 일반적으로 sub-harmonic 혼합기가 기본(fundamental) 혼합기에 비해 변환 손실이 크다는 단점을 가지는 것으로 알려져 있다^[7].

기본 혼합기 중 포트별 격리도 특성을 개선시키기 위해 일반적으로 평형(balanced) 혼합기가 많이 사용되고 있다. LO 포트에 발륜을 배치하고 RF 포트에는 발륜이 없는 경우, 이를 단일 평형(single balanced) 혼합기라 하고 RF 발륜을 추가할 경우, 이를 이중 평형(double balanced) 혼합기라 부른다. 이중 평형 혼합기는 단일 평형 혼합기에 비해 사용되는 다이오드의 개수가 두 배가 필요하고, 회로가 복잡해지며, 두 배의 LO 전력이 필요하다는 단점을 가지게 된다. 그리고 E-대역과 같이 높은 주파수에서 동작하는 이중 평형 혼합기의 복잡한 회로는 공정 오차 등에 의한 기생 효과에 더 큰 영향을 받게 되고, RF 발륜과 LO 발륜의 간섭에 의해 LO 발륜의 특성이 열화될 수 있다는 단점을 가지게 된다. 그래서 본 논문에서는 E-대역 혼합기로 가장 적합한 구조로 단일 평형 혼합기를 선정하였다.

본 논문에서는 71~86 GHz에서 동작하는 0.1 μm GaAs p-HEMT 기반 MMIC 소형 단일 평형 다이오드 혼합기를 제시하고자 한다. LO 포트에서는 Marchand 발륜을 사용하여 LO 누설(leakage)을 최소화 시

켰고, RF 포트에서는 고역 통과 필터(High Pass Filter: HPF)를 사용하여 IF-RF 격리도를 향상시켰다. 또한 IF 포트에서는 저역 통과 필터(Low Pass Filter: LPF)를 사용하여 RF-IF 격리도를 개선시켰다.

II. 혼합기 설계

E-대역 주파수혼합기의 경우, 포트 별 동작 주파수 대역을 볼 때 RF와 LO 주파수가 비교적 가깝게 위치하고 IF 주파수와는 멀리 떨어져 있다. 따라서 LO 누설이 최소화 될 수 있는 구조를 선정하여야 한다. 따라서 본 논문에서는 LO 누설이 최소화되는 구조인 LO 발륜을 포함한 단일 평형 다이오드 혼합기를 설계하였다. 그리고 상향과 하향의 두 가지 모드에서 정상적으로 동작해야 한다는 요구 조건과 70 GHz 이상이라는 높은 동작 주파수를 고려하여 기생 효과가 최소화되면서 가장 단순하게 구현할 수 있는 수동 혼합기인 다이오드 혼합기를 설계하였다. 모델은 NGST사의 0.1 μm p-HEMT 소자를 사용하였다. Foundry에서 제공하는 소자 중 삽입 손실 특성이 우수하고 레이아웃을 효율적으로 하기 위해 비교적 작은 소자인 2f16 p-HEMT 소자를 이용하였다. 다이오드는 2f16 p-HEMT에서 드레인과 소스가 연결된 게이트-(드레인/소스) 쇼트키 구조로 되어 있다.

그림 1은 설계된 E-대역 단일 평형 다이오드 혼합기의 회로도를 보여주고 있다. 두 개의 다이오드(D_1 , D_2)를 직렬로 배치하고, LO 발륜과 RF 분배기가 직

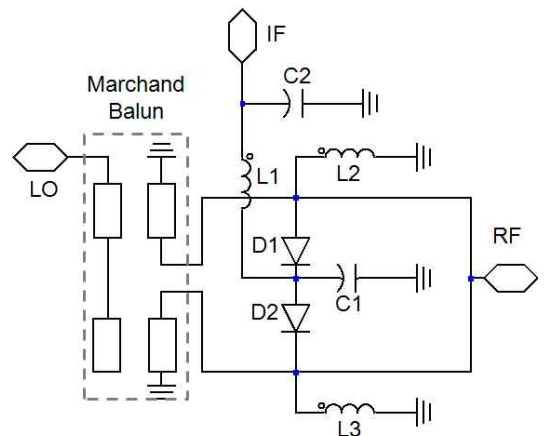


그림 1. E-대역 단일 평형 다이오드 혼합기의 회로도
Fig. 1. Circuit schematic of the E-band single balanced diode mixer.

렬로 연결된 두 다이오드의 끝단에 연결된다. 일반적으로 혼합기에서는 LO 누설 신호가 문제가 되므로 LO 포트에 LO 발륜을 사용하여 다이오드에 연결함으로써 반대 위상의 입력으로 인해 LO 누설 신호를 최소화할 수 있다.

RF의 경우, IF 포트와의 격리도 특성이 문제가 될 수 있다. 하지만 IF 주파수와 충분히 떨어져 있기 때문에 필터 등을 이용하여 격리도를 개선시킬 수 있다. 따라서 발륜이 아닌 신호 분배기를 이용하여 다이오드에 연결하였다. 신호 분배 특성을 향상시키기 위해 Wilkinson 분배기를 사용할 수 있으나, 칩 크기를 최소화시키고 선로에 의한 전도 손실(conductor loss)을 줄이기 위해 선로의 길이를 최소화 시킨 구조로 분배기를 설계하였다. 선로의 선폭을 조절하여 임피던스가 70.7 ohm 이 되도록 설계하였다.

IF 포트에는 C_1, L_1, C_2 를 이용한 LC 저역 통과 필터를 사용하였고, RF 포트에는 L_2, L_3 를 이용한 고역 통과 필터를 사용하였다. L_2, L_3 는 DC by-pass 역할도 수행하게 된다. 필터의 LC 값은 RF와 IF 포트의 반사 손실 특성과 변환 손실 특성이 최적화되도록 설정하였다. 시뮬레이션 결과, $C_1=C_2=0.08$ pF 이었고, L_1 은 폭이 $7 \mu\text{m}$, 길이가 $480 \mu\text{m}$ 인 마이크로스트립 선로로 구현하였다. L_2 와 L_3 는 모두 폭이 $5 \mu\text{m}$ 이고 길이가 $200 \mu\text{m}$ 인 마이크로스트립 선로로 결정하였다. 이때 RF와 IF 포트의 반사 손실 특성이 동작 주파수 대역에서 모두 -10 dB 이하로 나타났다.

단일 평형 혼합기의 RF 특성에 가장 큰 영향을 줄 수 있는 구성품이 발륜이다. 발륜은 혼합기의 대역 특성을 결정하기 때문에 광대역 특성을 위한 발륜 구조에 대한 많은 연구가 되고 있다^[8]. 본 설계에서는 발륜의 대역 특성이 가장 우수한 것으로 알려진 Marchand 발륜을 이용하여 LO 발륜을 설계하였다. Marchand 발륜은 넓은 주파수 대역폭과 우수 모드 임피던스(even-mode impedance)에 덜 민감한 구조를 가지며 RF 특성이 가장 우수한 것으로 알려져 있다^[7]. 그림 2는 Marchand 발륜의 기본 구조를 보이고 있다. Marchand 발륜은 두 개의 결합 선로(coupled line)로 구성되는데, 각각은 $\lambda/4$ 길이를 가진다. 입력에 대한 결합 선로의 양 끝점은 접지로 단락되어 있고, 각 결합부의 다른 끝 점이 부하로 사용되기 때문에, 그림과 같이 중간 부분에 두 균형 출력이 나오게 된다.

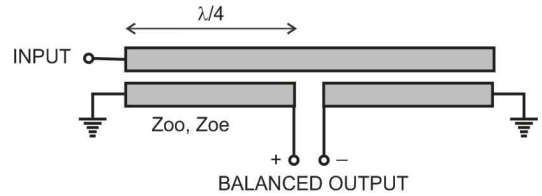


그림 2. Marchand 발륜의 구조도
Fig. 2. Structure of the Marchand balun.

결합 선로의 기수 모드와 우수 모드 임피던스는 다음 수식으로 주어진다.

$$Z_{oo} = Z_o \sqrt{\frac{1-c}{1+c}} \tag{1}$$

$$Z_{oe} = Z_o \sqrt{\frac{1+c}{1-c}} \tag{2}$$

Z_{oo} : 기수 모드(odd-mode) 임피던스

Z_o : 특성(characteristic) 임피던스

Z_{oe} : 우수 모드(even-mode) 임피던스

c : 결합 계수(coupling coefficient)

일반적으로 발륜 특성 향상을 위해 높은 우수 모드 임피던스와 낮은 기수 모드 임피던스가 요구된다. 식 (2)를 볼 때 우수 모드 임피던스를 높이기 위해서는 결합 선로의 결합 계수를 높여야 한다. 결합 계수를 높이기 위해서는 두 결합 선로의 선간 간격을 최소화 하거나 여러 선로를 수평으로 배치하는 방법 등을 사용한다.

본 설계에서는 여러 선로로 구성된 다중 결합 선로를 사용할 경우, 높은 동작 주파수로 인해 다중 선로 간 연결로 인한 기생 효과가 발생할 수 있는 가능성이 있을 것으로 보인다. 따라서 다중 선로가 아닌 단일 결합 선로를 사용하고 선로 간 간격을 공정의 최소 간격으로 설정하였다. 최적화된 발륜 설계 결과, 선간 간격은 $5 \mu\text{m}$, 선폭은 $6 \mu\text{m}$ 로 설정하고, 길이는 $\lambda/4$ 인 $300 \mu\text{m}$ 의 결합 선로 두 개를 사용하였다. 이때 우수 모드 임피던스와 기수 모드 임피던스는 각각 121 ohm과 23 ohm으로 나타났다.

발륜의 시뮬레이션은 EM 시뮬레이터인 모멘텀(momentum)을 사용하였고, 그 결과를 그림 3에서 보이고 있다. 60~100 GHz 대역에서 삽입 손실은 4 dB 크기 오차는 ± 0.2 dB, 위상 오차는 5도 이내의 특성

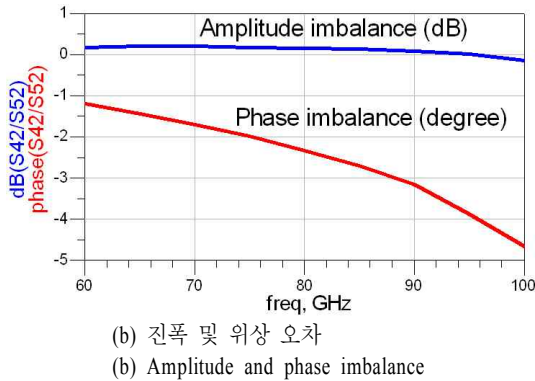
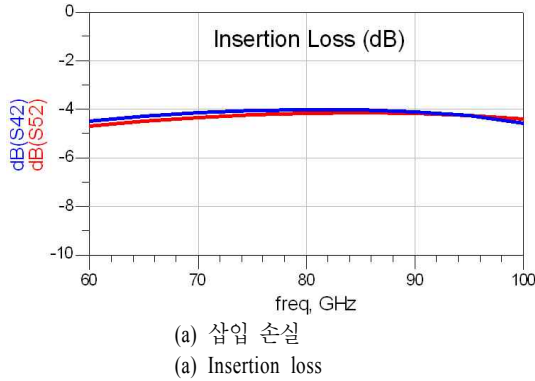


그림 3. Marchand 발룬의 설계 결과
Fig. 3. Design results of the Marchand balun.

을 나타내었다.

III. 혼합기 제작 및 시험

그림 4는 0.1 μm GaAs p-HEMT 상용 공정을 이용하여 크기 $0.85 \times 0.68 \text{ mm}^2$ 로 제작된 단일 평형 다이오드 혼합기의 현미경 사진을 보여주고 있다. 칩 내에 Marchand 발룬을 볼 수 있다. 발룬의 두 균형 출력은 HEMT에 연결될 때까지 균형이 그대로 유지되어야 하므로 출력 선로의 구성은 매우 중요하다. 발룬의 두 출력 선로와 다이오드의 입출력 부분이 비교적 정확한 대칭 구조가 되어 균형이 유지되도록 하였다. 다이오드의 IF 출력 선로는 Marchand 발룬의 중간 부분을 가로질러서 구현하였다. Marchand 발룬의 중간 부분은 비교적 발룬 특성에 둔감한 부분으로 알려져 있다. 발룬과 IF 선로의 분리를 위해서 두 금속 층(metal layer)을 이용한 에어 브리지(air-bridge)를 사용하였다.

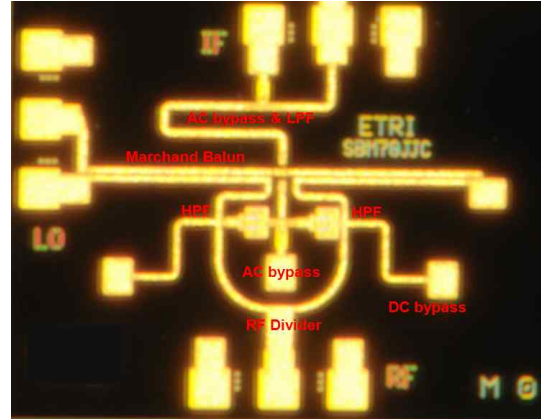


그림 4. 크기 $0.85 \times 0.68 \text{ mm}^2$ 로 제작된 단일 평형 다이오드 혼합기의 현미경 사진
Fig. 4. Microphotograph of the fabricated diode SBM. The size is $0.85 \times 0.68 \text{ mm}^2$.

단일 평형 혼합기 MMIC의 시험은 on-wafer test로 수행되었다. 주파수 하향 변환에 대한 측정을 위해서는 RF와 LO용으로 E-대역 신호원이 두 개가 필요하다. E-대역 신호원은 일반적으로 40 GHz 대역 신호 생성기에 체배기를 외부에 연결하여 만들게 된다. 본 측정에서는 외부 체배기 모듈이 하나만 가용하였다. 그래서 신호원 하나로 측정이 가능한 주파수 상향 변환에 대한 측정만이 수행되었다. 시뮬레이션 결과를 볼 때 주파수 상향 변환과 하향 변환은 거의 비슷한 결과를 보였으므로 주파수 하향 변환도 상향 변환의 측정 결과와 비슷한 것으로 유추된다. 그리고 LO 신호원이 75 GHz만 제공되는 문제점 때문에 76~86 GHz 대역만 측정하였고, 71~76 GHz의 주파수 대역에서는 그 특성을 측정하지 못하였다. 71~76 GHz 대역의 측정을 위해서는 60 GHz 대역의 신호원이 있어야 한다. 시뮬레이션 결과를 볼 때 71~76 GHz 특성 또한 76~86 GHz와 비슷한 특성을 보일 것으로 유추된다.

그림 5는 혼합기의 설계 결과와 비교된 변환 손실 측정 결과를 보여주고 있다. 입력 IF 주파수는 1~11 GHz로 1 GHz 단위로 측정하였으며, 0 dBm 전력을 사용하였다. LO는 75 GHz의 10 dBm으로 고정된 신호를 공급하였다. 측정 결과, 76~86 GHz의 RF에 대해 8~12 dB의 변환 손실 결과를 나타내었다. 주파수 상/하향 변환기의 설계 결과와 거의 유사한 특성을 보였다.

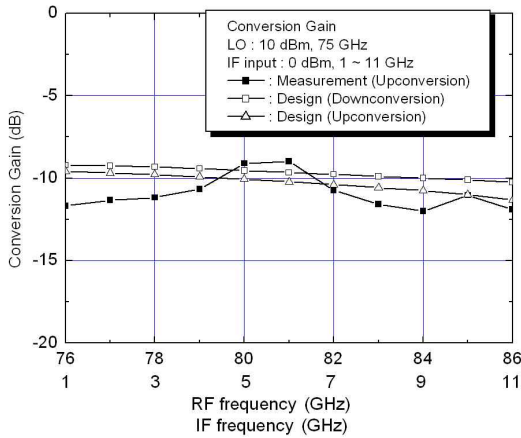


그림 5. IF/RF 주파수에 대한 변환 손실 측정 결과
Fig. 5. Test result of a conversion loss versus IF/RF frequency.

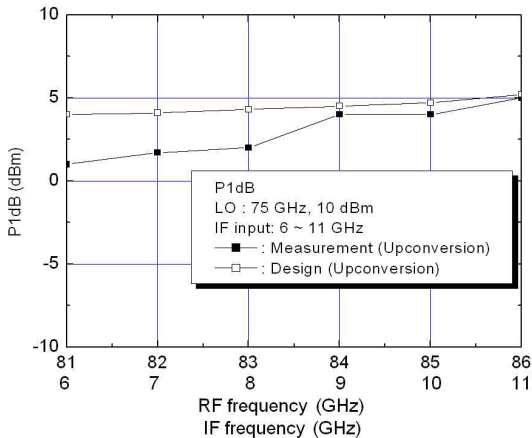


그림 6. IF/RF 주파수에 대한 입력 P1dB 측정 결과
Fig. 6. Test results of input P1dB versus IF/RF frequency.

그림 6은 혼합기의 설계 결과와 비교된 입력 P1dB 측정 결과를 보여주고 있다. 입력 P1dB는 RF 주파수 81~86 GHz 대역에 대해 측정하였다. 입력 IF 주파수는 6~11 GHz로 1 GHz 단위로 변화를 주고 -10 dBm에서 입력 전력을 증가시키면서 출력 RF 레벨을 측정하였다. LO는 75 GHz의 10 dBm으로 고정시킨 상태에서 측정을 진행하였다. 측정 결과, 81~86 GHz의 RF에 대해 1~5 dBm의 입력 P1dB 결과를 보였다. 81 GHz에서 주파수가 증가하면서 입력 P1dB 특성이 4 dB 개선됨을 볼 수 있다. 이는 그림 5의 변환 손실 측정 결과에서 볼 수 있듯이 81

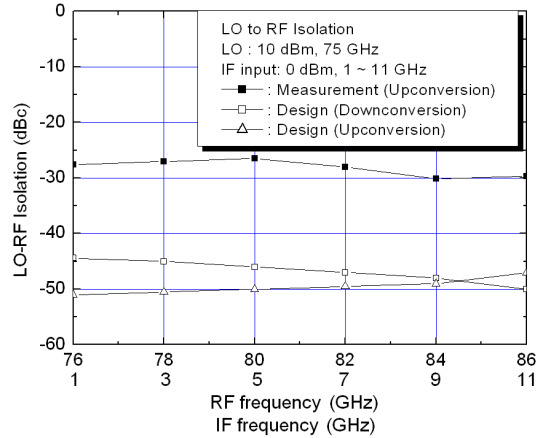


그림 7. IF/RF 주파수에 대한 LO-RF 격리도 측정 결과
Fig. 7. Test result of LO-RF Isolation versus IF/RF frequency.

GHz에서 변환 손실이 가장 우수하고, 주파수가 증가하면서 4 dB 열화됨을 알 수 있다. 따라서 출력 P1dB는 주파수에 대해 거의 유사한 특성을 보임을 알 수 있다. 주파수 상향 변환기에 대한 설계 결과와 비교적 유사한 특성을 보임을 그림에서 볼 수 있다.

그림 7은 혼합기의 포트별 격리도 특성 중 시스템에 가장 큰 영향을 줄 수 있는 LO 누설 정도를 측정하기 위한 LO-to-RF 격리도 측정 결과이다. 입력 IF 주파수는 1~11 GHz로 2 GHz 단위로 변화를 주고 0 dBm을 입력 전력으로 하고 75 GHz, 10 dBm의 LO를 사용하여 출력 RF 포트에서의 LO 성분을 측정하였다. 설계 결과는 주파수 상/하향 변환기 모두 45 dBc 이상이였으나, 측정 결과는 27~30 dBc로 나타났다. 이는 LO 발분의 특성이 반영된 것으로 그림 3의 발분 설계 결과에 비해 크기 및 위상 오차가 더 큰 것으로 볼 수 있다. 하지만 약 30 dBc의 격리도 결과는 평형 혼합기의 일반적인 격리도 특성과 거의 비슷한 수준인 것으로 알려져 있다.

표 1에서 개발된 혼합기의 성능과 E-대역의 기존 발표된 혼합기 성능을 비교 정리하였다. 발표된 논문들 중 다이오드 단일 평형 혼합기는 거의 없었으며 다른 타입의 혼합기들과 비교하였다. 비교된 혼합기의 타입으로는 저항성 단일 평형 혼합기, IQ modulator, 다이오드 이미지 제거 혼합기 등이 있다. 설계된 혼합기의 RF 특성은 발표된 혼합기들에 비해 비슷한 결과를 보이고 있지만, 크기에 있어서는 월

표 1. 혼합기의 특성 정리 및 기존 문헌과의 비교
Table 1. Performances summary and comparison with other works.

| Parameter | This work | (3) | (4) | (5) |
|------------------------------|-------------------------|-------------------------|-------------------------|-------------------------|
| RF fre. (GHz) | 71~86 | 70~90 | 72~84 | 70~95 |
| Conversion loss(dB) | 8~12 | 9 | 10~11 | 10~12 |
| LO power (dBm) | 10 | 4 | 5 | 13 |
| LO-RF iso. (dB) | 30 | - | 14 | 30~35 |
| Input P1dB (dBm) | 1~5 | 1 | -2 | 0 |
| Topology | Diode SBM | Diode IRM | Resistive SBM | IQ modulator |
| Process technology | 0.1 μ m GaAs p-HEMT | 0.15 μ m GaAs mHEMT | 0.15 μ m InGaP HEMT | 0.15 μ m GaAs mHEMT |
| Chip size (mm ²) | 0.85×0.68 | 2×1.5 | 1.8×2.4 | 2.5×1.5 |

SBM: Single balanced mixer, IRM: Image rejection mixer

등히 소형임을 볼 수 있다.

IV. 결 론

본 논문에서는 0.1 μ m p-HEMT 상용 공정을 이용한 E-대역 상/하향 주파수 변환기용 소형 MMIC 단일 평형 다이오드 혼합기를 개발하였다. LO 누설을 최소화시키기 위해 Marchand 발룬을 LO 입력 포트에 사용하였다. RF 포트에는 전도 손실을 최소화시키기 위해 짧은 선로의 분배기를 배치하였고, RF 포트와 IF 포트에서는 고역 통과 필터와 저역 통과 필터를 각각 사용하여 포트별 격리도를 향상시켰다. 0.58 mm²(0.85 mm×0.68 mm) 칩 크기의 매우 소형으로 제작된 단일 평형 다이오드 혼합기의 측정 결과, 10 dBm LO 입력에 대해 71~86 GHz 주파수 범위에

서 삽입 손실이 8~12 dB이고, 입력 P1dB가 1~5 dBm의 결과를 보였다. 개발된 MMIC 단일 평형 혼합기는 광대역 특성이 요구되는 E-대역 주파수 상/하향 변환기에 사용될 수 있을 것으로 본다.

참 고 문 헌

- [1] J. A. Wells, "MultiGigabit wireless technology at 70, 80 and 90 GHz", *R. F. Des.*, pp. 50-58, May 2006.
- [2] J. A. Wells, "Faster than fiber: The future of multi-Gb/s wireless", *IEEE Microwave Magazine*, vol. 10, no. 3, pp. 104-112, May 2009.
- [3] M. Gavell, M. Ferndahl, S. E. Gunnarsson, M. Abbasi, and H. Zirath, "An image reject mixer for high-speed E-band(71~76, 81~86 GHz) wireless communication", in *CISC 2009 Annual IEEE*, pp. 1-4, 2009.
- [4] S. A. Mass, "A family of Q, V and W-band monolithic resistive mixers", in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, pp. 115-118, 2001.
- [5] M. Gavell, H. Zirath, M. Ferndahl, and S. E. Gunnarsson, "A linear 70~95 GHz differential IQ modulator for E-band wireless communication", in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, pp. 788-791, 2010.
- [6] M. Gavell, H. Zirath, M. Ferndahl, and S. E. Gunnarsson, "A 76 GHz high performance subharmonic mixer MMC using Low IF noise diodes for automotive radars", in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, pp. 260-263, 2004.
- [7] S. A. Mass, *Microwave Mixers*, Artech House, 1993.
- [8] D. Schneiderbanger, A Cichy, R. Rehner, S. Martius, M. Sterns, and L. P. Schmidt, "An octave-bandwidth double-balanced millimeter-wave mixer", in *EUMC. Dig.*, pp. 1316-1319, 2006.

정진철



1995년 2월: 영남대학교 전자공학과 (공학사)

1997년 2월: 광주과학기술원 정보통신공학과 (공학석사)

2009년 8월: 충남대학교 전파공학과 (공학박사)

1999년 3월~현재: 한국전자통신연구원 선임연구원

구원 선임연구원

[주 관심분야] RF 능동 회로, MMIC 설계

염인복



1990년 2월: 한양대학교 전자공학과 (공학사)

2004년 2월: 충남대학교 전자공학과 (공학석사)

2007년 8월: 충남대학교 전자공학과 (공학박사)

1992년 9월~현재: 한국전자통신연구원 위성, 무선 RF 기술연구팀 팀장

구원 위성, 무선 RF 기술연구팀 팀장

[주 관심분야] 위성 통신 중계기, MMIC 회로, 필터 설계