

새로운 60 GHz 대역 GaAs pHEMT 저항성 이중평형 Star 혼합기 MMIC의 설계 및 제작

Design and Fabrication of a Novel 60 GHz GaAs pHEMT Resistive Double Balanced Star MMIC Mixer

염 경 환 · 고 두 현*

Kyung-Whan Yeom · Du-Hyun Ko*

요 약

본 논문에서는 Maas의 diode 이중평형혼합기 회로를 개선, 새로운 pHEMT resistive star 이중평형혼합기 회로를 제안하였다. Star 구조로 구성되기 때문에 기존의 FET ring 혼합기 구조와 달리 별도의 IF balun이 필요하지 않는다. 또한 Maas의 직관적인 이중 balun 설계 방법을 개선 EM simulation을 통한 이중 balun을 구성하는 방법을 제시하였다. 제안된 혼합기 회로는 CPW(Coplanar Waveguide)를 기반으로 하여 동국대 0.1 um GaAs pHEMT library를 이용 MMIC로 제작하였다. 제작된 혼합기는 크기 $1.5 \times 1.5 \text{ mm}^2$ 이며 DC bias로 성능 조절이 가능하다. 이것은 up/down converter로 사용 가능하며 V-band 전역 이상의 주파수 대역폭을 갖고, 변환손실은 약 13~18 dB 정도이다.

Abstract

In this paper, modifying the diode star double balanced mixer of Maas, a novel resistive 60 GHz pHEMT MMIC star mixer is suggested. Due to star configuration, troublesome IF balun for ring configuration FET mixer is not necessary. In addition, the systematic design method of dual balun through EM simulation is suggested rather than the design by inspection as Maas. The mixer circuit is fabricated as MMIC on CPW base using 0.1 um GaAs pHEMT library of MINT in Dongguk University. The size is $1.5 \times 1.5 \text{ mm}^2$ and its performance is adjustable by DC supply. It can be operated as both up and down converters and it shows the conversion loss of about 13~18 dB over the full V-band frequencies.

Key words : Star Mixer, Dual Balun, MMIC, GaAs pHEMT

I. 서 론

이중평형혼합기(DBM: Double Balanced Mixer)는 구조상 IF, LO, RF port간의 isolation이 자연스럽게 발생하기 때문에 IF, LO, RF port를 분리하기 위해서 별도의 여파기가 필요하지 않으며, 또한 RF, LO 신호의 우수 고조파를 억제하기 때문에 불요파응당

(spurious response) 특성도 다른 구성에 비해 탁월하다. 따라서 다른 구조에 비해 탁월한 dynamic range를 가지고 있으며, 여기에 LO의 AM 잡음을 제거하기 때문에 혼합기로서 다른 구조의 혼합기에 대해 선호도를 가지게 된다^[1].

이러한 이중평형 혼합기를 구성하는 능동소자로서 diode와 FET를 고려할 수 있는데 diode의 경우 설

「본 연구는 동국대학교 ERC 센터인 밀리미터파 신기술 연구 센터의 지원에 의하여 수행되었음.」

충남대학교 전파공학과(Department of Radio Science and Engineering, Chungnam National University)

*동국대학교 전자공학과(Department of Electronics, Dongguk University)

· 논문 번호 : 20040419-047

· 수정완료일자 : 2004년 5월 27일

제시, 혼합기 특성 예측의 안정성과 제작시 안정된 동작은 이것을 선호하게 하는 소자이다. 반면 diode의 경우 비선형성이 커서, 3차 IP(Intercept point)가 낮은 단점이 있다. 이에 비해 FET의 경우 소자 자체가 갖는 3차 왜곡 항의 작음으로 인해 Intermodulation distortion이 일반적으로 작다^{[2]~[4]}.

이러한 FET로서는 MESFET에서 진화된 pHEMT는 현재까지 알려진 소자중 밀리미터파에서의 성능이 탁월하여 저잡음증폭기 및 전력증폭기를 MMIC(Monolithic Microwave Integrated Circuit)로 구성하는데 가장 널리 사용되는 소자이다. 그러나 이러한 pHEMT를 이용하여 밀리미터파에서 동작하는 이중평형혼합기를 구성하는 것은 상당한 어려움이 있고 또한 잘 연구되어 있지 않다. 비교적 낮은 주파수에서는 이러한 이중평형 혼합기는 차동증폭기(differential amplifier)를 이용 구성한 Gilbert cell 방식 또는 유사 방식^{[5],[6]}에 의해서 구성될 수 있다. 그러나 주파수가 높아짐에 따라 이러한 Gilbert 이중평형혼합기는 회로 결선시 나타나는 전송선의 길이가 무시할 수 없어 본질적으로 이러한 방법으로는 밀리미터파에서의 MMIC로의 구성은 어렵게 된다.

이러한 pHEMT를 이용한 이중평형혼합기에서 Chen 등^[2]은 distribution 증폭기를 이용한 LO balun과 Lange 결합기를 이용한 RF balun 그리고 lumped 소자를 사용한 balun을 이용, gate 전압에 따른 drain과 source 단의 저항변화를 이용한 resistive형 ring mixer가 발표된 바 있다. 이것은 3~18 GHz의 RF에서 동작하며 변환손실은 약 7.5 dB~11 dB였고 chip 크기는 $3.4 \times 7.7 \text{ mm}^2$ 으로 상당한 면적을 사용하는 것을 알 수 있다. 이러한 면적의 개선을 위해 Tsai 등^[4]은 LO balun의 구성에 있어 active balun을 사용 $3 \times 2 \text{ mm}^2$ 로 크게 줄였으나, 두 연구 모두 active balun인 점에서는 동일하며, 이로 인한 잡음과 baun 위상의 불평형은 수동으로 구성한 것에 비해 크게 떨어져 이들의 밀리미터파 적용을 꺼리게 한다. 또한 이것의 IF 대역폭은 lumped 소자로 구성된 IF balun에 의해 제한되며, lumped 소자를 사용 크기 및 balance 특성 개선에 문제점이 야기될 수 있다.

S. A. Maas^[7]는 새로이 제안한 이중 balun과 HEMT의 drain 단자와 source 단자를 연결한 HEMT Shottky diode를 이용 40 GHz에서 동작하는 이중평형 star 혼

합기를 설계 제작하였다. Star 혼합기를 구성함으로써 Maas는 복잡한 IF balun의 제작을 피할 수 있었다. 또한 결과적으로 chip 크기를 대폭 줄일 수 있었다. 이를 이용한 혼합기는 주파수에 따라 변하기는 하지만 10 dB 정도의 변환손실을 얻었을 수 있었다. 그러나 제작된 diode는 차단주파수가 약 200 GHz로서 40 GHz 대역에서 동작하는 혼합기용 diode로서는 차단주파수가 낮음을 알 수 있었다. 그는 이러한 문제점을 없애기 위하여 HBT 공정을 이용 Shottky diode를 구성 동일한 구조를 갖는 혼합기를 제작하였으며, 이의 성능은 HEMT의 그것보다는 개선된 것을 알 수 있었다.

Maas가 제안한 star 이중평형혼합기는 IF balun의 제거, 이중 발룬의 이용으로 혁신적이고 참신하기는 하나 현재 보편화되어 있는 pHEMT를 diode로 이용할 경우, 혼합기 소자로서의 diode의 문제는 HEMT의 경우보다 더욱 심각해져서, 이것을 이용한 이중평형 혼합기는 더욱 성능 열화를 가져올 것으로 예상된다. Drain과 source 단자를 연결하여 pHEMT를 diode로 이용할 경우, 이 pHEMT diode는 전류가 작은 영역에서는 Shottky diode처럼 동작하지만, 전류의 크기가 증가할 경우 2D Electron gas층과 buffer층과의 장벽이 또 하나의 직렬로 연결된 diode로 동작하여^{[8]~[10]} 이것이 diode의 등가 직렬저항(약 1 Kohm 정도)으로 작용하여, HEMT diode보다 충분히 큰 LO 전력이 공급되지 않는 한 동일한 LO 전력에서는 diode의 switching이 완전하지 않아 혼합기로서의 변환손실이 크게 떨어지게 될 것이다^[10]. 결과적으로 혼합기로서 적용은 어려울 것으로 예상된다.

이에 본 논문에서는 Maas와 같은 이중 balun 구조를 갖는 새로운 resistive형 star 이중평형혼합기 회로를 제안하였다. Star 구조로 구성되기 때문에 ring 구조와 달리 별도의 IF balun이 필요로 하지 않으며, 이중 발룬 구조를 적용할 수 있게 된다. 또한 resistive 방식을 이용하기 때문에 2D electron gas층으로 인해 발생하는 별도의 parasitic diode 발생을 걱정할 필요가 없으며, pHEMT가 갖는 수평이동의 장점을 최대한 살린 혼합기가 될 것이다. 또한 resistive 방식이고 FET의 3차 비선형 특성이 적음으로 인해 IP3 특성의 개선을 가져올 것이 분명하다. 본 논문에서는 이러한 이중평형혼합기의 체계적 설계 및 제작 시험결과

를 보였다. 또한 Maas^[7]의 직관적인 이중 balun 설계 방법을 개선, 이것의 동작을 확인하기 위하여 EM simulation을 하였으며, 이것의 등가 dual balun parameter들을 Malherbe^[11] 등가회로를 이용 S/W 측정을 통해 추출, 설계결과와 같은 이중 balun을 구성하는 방법을 제시하였다.

II. 저항성 pHEMT 이중평형혼합기의 설계

2-1 저항성 pHEMT 이중평형혼합기 회로 구성

그림 1은 Maas가 제안한 총 반파장 길이를 갖는 좌우대칭 형태의 3중선로 이중 발룬이다.

이 발룬은 기존 coupled line Marchand balun의 한 line을 분기하여 두개의 동일한 평형 출력을 제공하는 것으로서 입력에 불평형된 신호가 인가될 경우 그림 1의 balanced output 출력으로 평형된 신호가 나오게 된다. 이를 이용 Maas는 그림 2와 같이 평판형 star mixer를 구성하였다. 그림 2와 같이 불평형된 RF 및 LO 신호를 그림 1의 balun을 통해 평형 RF 및 LO 신호로 바꾸고, 이를 star diode에 인가하고 diode 연결 중심에서 출력을 추출할 경우 이는 이중평형 star 혼합기로서 동작하게 된다.

이 구조 이전에는 변압기를 이용한 이중평형혼합기를 변형하여 parallel line balun을 이용한 ring 구조 혼합기를 사용하여왔다. 그러나 기존 parallel line balun을 이용한 혼합기의 경우 balun에서는 변압기에 나타나는 center ground의 부재로 IF 추출에 있어 DC block과 RF choke를 필요로 하게 되는데, 그림 2의 Maas의 혼합기는 이러한 IF 추출에 있어 DC block이나 RF choke를 필요로 하지 않아 parallel line balun을 이용한 이중평형 혼합기보다 좀 더 이상적인 혼합기로 동작하게 된다. 그러나 여전히 IF 추출에 있어 4개의 diode를 연결하기 위한 외곽 연결 strap이

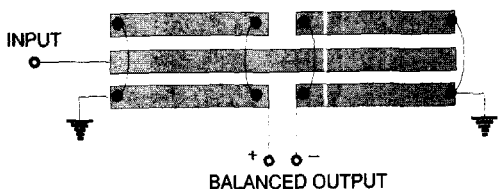


그림 1. 평판형 이중 balun 구조
Fig. 1. The structure of planar dual balun.

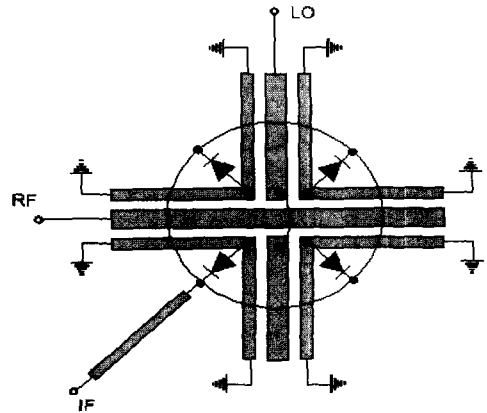


그림 2. Maas의 이중평형혼합기
Fig. 2. Double balanced mixer suggested by Maas.

필요하고, 이의 기생성분은 이것의 RF 성능을 열화 시키게 된다.

그림 2에서 star 결선으로 인해 LO 신호가 인가될 경우 RF balun의 balanced port에는 동일 위상의 전압이 인가되어서 RF port쪽으로 LO 신호는 누설되지 않는 것을 알 수 있다. 또한 동일한 과정에 의해서 RF 쪽의 신호는 LO 쪽으로 누설되지 않는 것을 알 수 있다. LO 신호가 인가되었을 경우 IF port로의 누설은 IF 단자가 LO 신호의 중앙에 있게 되어 IF 전압은 LO 신호에 관계없이 0이 됨을 알 수 있다. 또한 마찬가지로 RF 신호에 대해서도 동일하게 IF port는 격리됨을 알 수 있다.

이 회로의 이중평형 혼합기의 동작을 살펴보면 LO 신호가 +일 경우 IF 단자에는 RF 신호가 나타나게 되며, 반면 -일 경우 IF 단자에는 180 deg 위상 반전된 RF 신호가 나오게 된다. 따라서 balance 된 IF 출력이 나옴을 알 수 있고, 또한 RF와 LO 신호를 바꾸어도 동일하게 됨을 알 수 있다. 따라서 이 혼합기는 이중평형 혼합기로 작용함을 알 수 있다.

이러한 star diode mixer 회로를 이용 pHEMT를 사용한 이중평형 혼합기 구성에 있어서는 pHEMT의 drain과 source 단자를 연결하여 그림 2의 diode를 대체하는 방법이 있는데 이 경우 전류가 작은 영역에서는 Shottky diode처럼 동작하지만, 전류의 크기가 증가할 경우 2D Electron gas층과 buffer층과의 장벽이 또 하나의 직렬로 연결된 diode로 동작하여 diode를 사용할 때보다 성능의 열화를 가져오고 큰 LO 전력을 필요로 하게 된다^[10]. 따라서 본 논문에서는 그

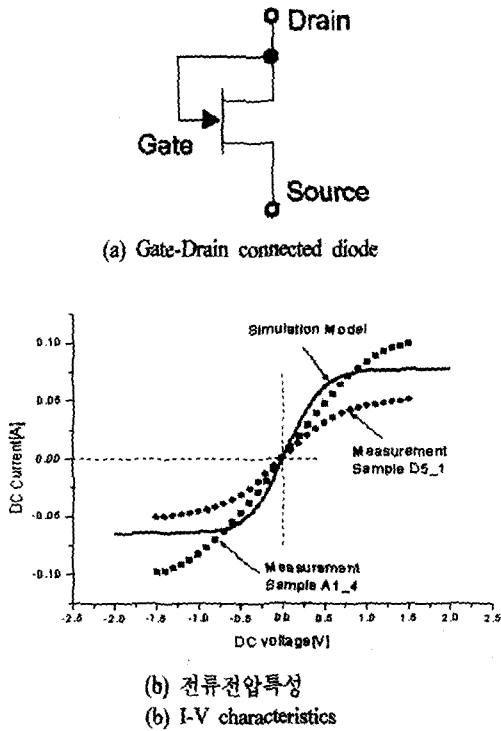


그림 3. Gate drain connected diode의 전류 전압 특성
Fig. 3. I-V characteristics of gate drain connected pHEMT diode.

그림 3과 같은 pHEMT의 연결을 diode로 대체하였다. 그림 3의 gate drain connected diode의 DC 전류 전압 특성의 측정을 위해서 별도의 device를 제작하지는 않았다. 이것은 혼합기 구조에서 자연스럽게 측정할 수 있으며, 혼합기 구조를 이용하여 측정할 경우에는 2개의 병렬연결을 측정하기 때문에 그림 3에 나타낸 DC 특성은 두개의 gate drain connected diode의 model을 이용한 simulation된 DC 특성을 나타낸다.

그림 3에서 V_{GS} 가 -일 경우 drain은 source 단자보다 전압이 낮고, 결과적으로 두 단자의 역할은 바뀌게 된다. 따라서 이것은 $V_{GS}=0$ 일 때의 drain current I_D 와 V_{DS} 관계와 같게 된다. 즉 V_{DS} 전압이 작을 경우 I_D 는 V_{DS} 에 따라 선형적으로 증가하고 전압이 -방향으로 커짐에 따라 drain saturation current I_{DSS} 값으로 포화될 것이다. 반면 V_{GS} 전압이 +일 경우, 이 전압이 gate-drain gate-source 간의 diode를 turn on 시키기에 충분하지 않다면 channel은 열리게 되며 전압에 따라 증가할 것이다. 그러나 사용된

pHEMT의 gate-source간의 거리는 $0.5 \mu m$ 로 좁고 여기에 전압이 걸리게 될 경우 mobility는 임계전계를 넘어서서 saturation되며 결과적으로 전자의 drift velocity는 saturation되어 전류는 그림과 같이 계속적 증가를 보이지 않고 saturation되게 된다. 제작된 pHEMT diode의 DC 특성을 측정했을 경우 그림 3과 같이 시료에 따라 여러 가지 전류 형상이 나왔는데 model보다는 기술기가 일반적으로 작았고 완만한 포화 정도를 보였다. 이것을 그림 3에 나타내었다. 또한 분명한 pinch off나 saturation 특성을 보이지 않았다.

그림 3의 gate 단자에 pinch off 전압으로 DC bias 시킨 후 ($V_{DC}=-1.5$) 여기에 LO 전력을 인가할 경우 LO 전압의 + 구간 동안은 pHEMT는 소신호저항이 작은 상태 즉 ON이 되어 drain source간에는 RF 신호 전류가 흐를 수 있게 되고, 반면 - 구간 동안은 소신호 저항이 매우 커서 OFF가 되어 pHEMT의 drain source간에는 RF 신호 전류가 흐르지 못하게 된다. 이것은 drain source간 resistive 영역을 사용한 것으로 근본적으로 diode를 사용한 것과는 다른 것이 되게 된다. 즉 이와 같이 gate와 drain이 연결된 diode 상태에서 pHEMT를 동작시킬 경우 이 diode는 channel 특성에 의한 전류 전압특성으로 동작하게 되며, 이것의 DC bias를 pinch off 전압 근처에 정할 경우 이 전압전류 특성에 따라 gate와 drain이 연결된 diode는 저항이 매우 큰 OFF 상태에서 저항이 비교적 작은 ON 상태로 LO 전압에 따라 상태를 바꾸게 될 것이다. 또한 이의 특성은 3차 비선형특성이 적어 IP3 특성의 개선에 도움을 줄 것이다. 따라서 이 diode는 Maas와 같이 gate source 단자간 Schottky diode를 이용한 것이 아니며, drain source 단자간 channel의 비선형성을 이용한 diode가 되게 된다. 그림 4에는 그림 3과 같은 pHEMT를 이중평형혼합기가 되도록 이중평형 혼합기를 구성한 것으로 기본회로는 Maas의 그것과 동일하게 된다. 여기서 나타나는 capacitor 및 inductor는 DC bias를 위한 DC block 및 RF choke이다.

2-2 이중평형혼합기 회로 Simulation 및 최적화

이렇게 구성된 혼합기의 성능은 앞서 언급한 ba-

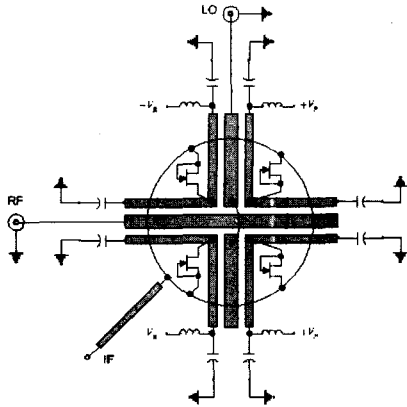


그림 4. 제안된 이중평형 star 혼합기
Fig. 4. The suggested double balanced star mixer.

lun의 parameter들과 pHEMT diode에 따라 변화하게 되는데, 이들 parameter에 따른 변화를 simulation하여 보였다. 이 때 회로 simulation시 3중 선로로 구성된 dual balun을 취급할 수 없기 때문에, 그림 5와 같이 LO port나 RF port로 두 개의 병렬 coupled line Marchand balun을 구성하여 회로를 구성하였다. 이 simulation 결과를 얻은 후 3중 선로 balun의 등가 even 및 odd impedance 모두 그림 5의 두개의 병렬 balun의 1/2이 되는 특성 impedance를 갖도록 구현하면 될 것이다.

우선 이 회로의 balance 특성을 시험하여 보았다. simulation 결과 RF 입력이 없을 때, 또는 LO 신호가 없을 때 IF 출력은 balance 특성으로 인하여 0이 되

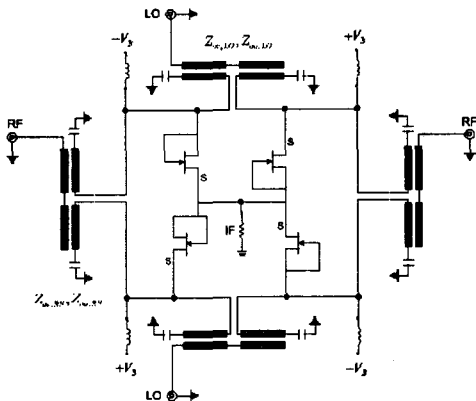


그림 5. 그림 4의 이중평형혼합기를 simulation 하기 위한 회로도
Fig. 5. The circuit for the simulation of double balanced mixer in Fig. 4.

었다. 다음은 pHEMT의 width에 따른 특성을 살펴 보았다. 이 simulation에서 동국대에서 제공한 0.1 um gate length의 2x70 pHEMT를 scale하여 사용했다. 이 때 pHEMT의 finger 수는 2로 하고, 모든 balun이 60 GHz 중심을 갖게 하고, 구현의 문제상 even mode impedance는 odd mode impedance의 5배가 되게 하였으며, $Z_{\infty}=32$ 로 하였다.

그림 6에서 width에 따른 변환손실 변화를 보였다. 그림 6과 같이 특성을 보이는 것은 width가 커짐에 따라 parasitic capacitance 및 다른 기생 소자 값이 커져서 혼합기 성능의 열화를 가져오는 것이라고 추측되며, 반면 width가 너무 작을 경우 ON시 발생하는 ON 저항이 커져서 변환손실의 감소를 가져오기 때문이라고 사료된다. 그러나 앞서 설명한 바와 같이 width에 대한 변화는 결과 그림 6과 같이 어느 정도 width 이상일 때는 변환손실의 변화가 나타나지 않는 것을 볼 수 있다. 이 simulation 결과로 width를 50 um로 선정하였으며, 결과적으로 pHEMT 구조는 2x50으로 설정하였다.

이러한 선정된 pHEMT에 따라 RF balun과 LO balun의 길이와 impedance에 따른 mixer 성능을 살펴 보았다. 이때 발룬이 광대역으로 동작하기 위해서는 가능한 even mode impedance가 큰 것이 좋은데, 제작 상황을 고려하여 $Z_{\infty}=5Z_{\infty}$ 고정한 상태로, odd mode impedance에 따른 변화를 보았다. 이 결과는 그림 7(a)에 나타내었으며, impedance가 30~70 ohm 일 때 최적의 효과를 얻는 것을 볼 수 있다. 그러나 $Z_{\infty}>40$ 일 경우 $Z_{\infty}>200$ 이 되어 현실적으로 이러한 발룬은 제작하기 어렵다. 따라서 이를 고려 $30 < Z_{\infty}$

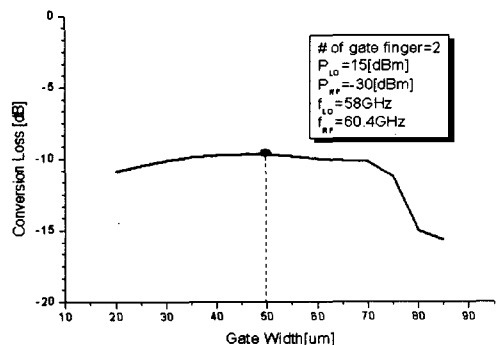
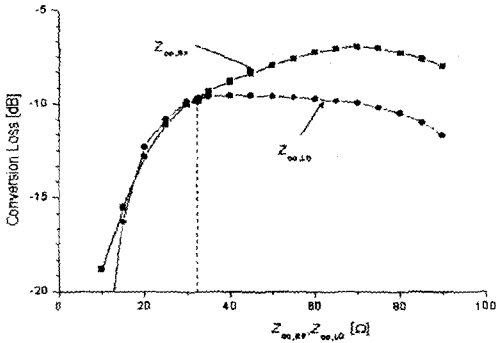
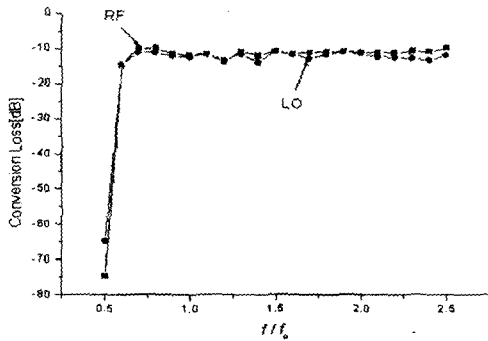


그림 6. Gate width에 따른 conversion loss 변화
Fig. 6. The conversion loss vs gate width.



(a)



(b)

그림 7. (a) Z_{oo} 변화에 따른 변환손실, (b) 전기각에 따른 변환손실

Fig. 7. (a) The conversion loss with respect to Z_{oo} , (b) The conversion loss with respect to electrical length.

<40으로 선정해야 하는데 설계에서는 $Z_{oo}=32$ 로 설정하였다. 길이에 대한 변환손실의 변화를 보기 위하여 전기각이 90 deg가 되는 주파수를 60 GHz로 규격화하여 이의 변화를 살펴보았다. 이것을 그림 7(b)에 나타내었으며 $f/f_0 > 0.6$ 이후에는 변화가 별로 없는 것을 알 수 있다. 따라서 대역폭을 고려 LO balun과 RF balun의 길이는 모두 72 GHz에서 전기각이 90 deg가 되게 하였다.

III. Dual Balun의 설계

3-1 초기 형상 결정

회로 simulation에서 얻은 두개의 병렬 발룬을 3중 선로 dual balun으로 구현하고자 할 경우 3중선로 dual balun의 등가 odd 및 even mode impedance는 회

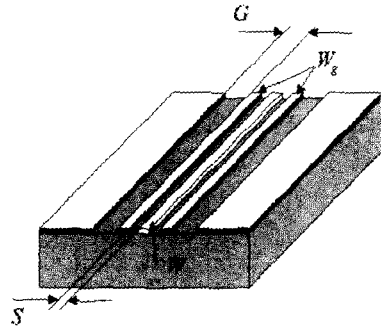


그림 8. CPW 3중선로

Fig. 8. CPW triple transmission line.

로 simulation에서 얻어진 값의 1/2이 되게 된다. 또한 이때 even mode impedance의 경우 설계치보다 클 경우 더 큰 대역폭을 주게 된다. 이것을 그림 8과 같은 $\epsilon_r=12.9$ 두께가 680 μm 인 GaAs 기판상의 그림 8과 같은 CPW 형태로서 설계하려고 할 경우 S/W 상에는 이것을 직접 합성하는 방법은 없다. 이에 대해서 Maas는 직관적이고 근사적인 3중 선로 발룬의 설계를 제시한 바 있다.

이러한 balun은 대부분 even impedance가 큰 경우 이므로 CPW의 ground plane이 멀리 있다고 가정하면 ($G \rightarrow \infty$), CPW 3중 선로는 FGCPW(Finite Ground CPW)로 볼 수 있으며 이것의 특성 impedance Z_{ocp} 는 simulation에서 구한 odd mode impedance $Z_{oo, single}$ 와 아래의 관계로 근사할 수 있다.

$$Z_{ocp} \cong 2 \cdot \frac{1}{2} Z_{oo, single} = Z_{oo, single} \quad (1)$$

이와 같은 가정 하에서 FGCPW의 형상을 결정하면 $W=20, S=6, W_g=10 \mu\text{m}$ 를 얻을 수 있고, G를 결정하는 방법으로는 even mode시 아래 식과 같은 등가폭 W_{eff} 을 갖고, 간격이 매우 좁은 두 개의 coupled CPW line으로 고려하여

$$W_{eff} = W_g + S + \frac{W}{2} \quad (2-a)$$

$$Z_{oe} \approx Z_{oe, single} > 5Z_{oo} = 5 \times 16 = 90 \text{ ohm} \quad (2-b)$$

의 관계인 G를 구하면, $G \geq 40 \mu\text{m}$ 로 결정할 수 있을 것이다. 따라서 이와 같이 결정하고 이것을 EM simulation하여 등가 Z_{oo}, Z_{oe} 값을 계산 설계치가 되도록 수정하는 방법을 취하였다.

3-2 EM Simulation을 사용한 형상 결정방법

앞서서 설명한 바와 같이 그림 1의 3중선로 balun 은 근본적으로 대칭적인 coupled line을 이용한 구조가 아니어서, even 및 odd mode impedance를 이용하여 구조적 형상을 합성하는 것은 어렵게 된다. 따라서 이것을 해결하는 방법으로 대칭적 coupled line으로 구성된 Marchand balun의 port를 이용하여 balun의 S-parameter를 측정하고, 이 측정결과를 이용 even 및 odd mode impedance를 추출하는 방법을 강구하고, 동일한 방법으로 3중 선로 balun에 적용 측정하고 이것으로 얻어지는 등가 even 및 odd mode impedance를 구하여 이것이 그림 5의 simulation 회로도 값을 갖게 하는 것이다.

이것을 위해 coupled line marchand balun의 unbalanced 입력 port를 open 시키고 그림 9(a), (b)와 같은 common mode impedance 측정 및 difference mode 측정을 행할 경우, Malherbe^[11]의 등가회로를 사용 간단화 할 경우 이것은 중심주파수에서 각각 Z_1, Z_2 의 특성 impedance를 갖고 각각 short 및 open이 된 1/4 파장 전송선과 같게 된다.

$$Z_1 = \frac{1}{Y_1} = \frac{Z_{oe} + Z_{oo}}{2} \quad (3-a)$$

$$Z_2 = n \frac{2Z_{oe}Z_{oo}}{Z_{oe} - Z_{oo}} = \frac{2Z_{oo}Z_{oe}(Z_{oe} + Z_{oo})}{(Z_{oe} - Z_{oo})^2} \quad (3-b)$$

그림 9의 측정을 통해서 들여다본 admittance 및 impedance Y_{in} 및 Z_{in} 은

$$Y_{in} = 2jY_1 \tan \theta \quad (4)$$

$$Z_{in} = 2jZ_2 \tan \theta \quad (5)$$

와 같이 얻어지게 된다. 따라서 공진점에서 식 (4), (5)로 얻어지는 admittance 및 impedance의 기울기 S_y, S_z 는 아래와 같이 쓸 수 있다.

$$S_y = \left. \frac{\partial Y_{in}}{\partial f} \right|_{f_{oi}} = \frac{2\pi Y_1}{2f_{oi}} = \frac{\pi Y_1}{f_{oi}} \quad (6)$$

$$S_z = \left. \frac{\partial Z_{in}}{\partial f} \right|_{f_{oz}} = \frac{2\pi Z_2}{2f_{oz}} = \frac{\pi Z_2}{f_{oz}} \quad (7)$$

따라서 이 기울기를 이용하면

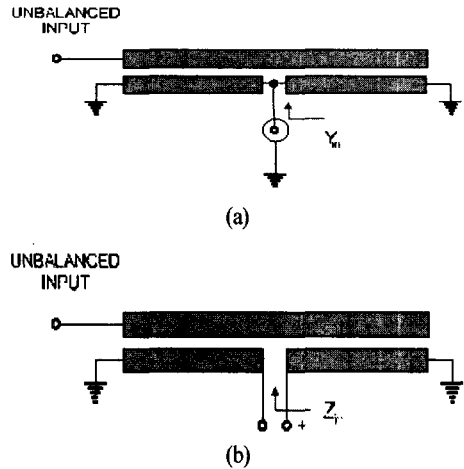


그림 9. (a) Z_1 의 측정회로도, (b) Z_2 의 측정회로도
Fig. 9. (a) Measurement of Z_1 , and (b) measurement of Z_2 .

$$Z_1 = \frac{\pi}{f_{oi} S_y} \quad (8)$$

$$Z_2 = \frac{f_{oz} S_z}{\pi} \quad (9)$$

로 얻을 수 있게 되고 이것을 통해 다음과 같이 n 및 α 를 정의할 경우

$$n^2 = \frac{Z_2}{Z_1} + 1, \quad \alpha = \frac{Z_{oo}}{Z_{oe}} = \frac{n-1}{n+1} \quad (10)$$

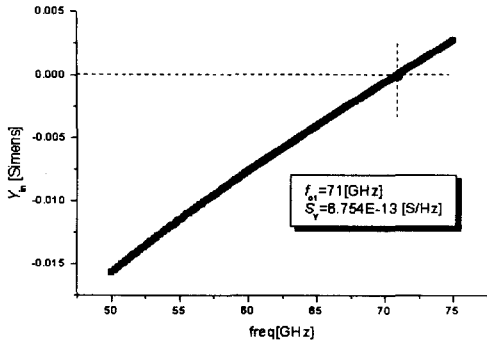
Z_{oe}, Z_{oo} 는 아래와 같이 계산될 수 있다.

$$Z_{oe} = Z_1 \frac{2}{1+\alpha} \quad (11)$$

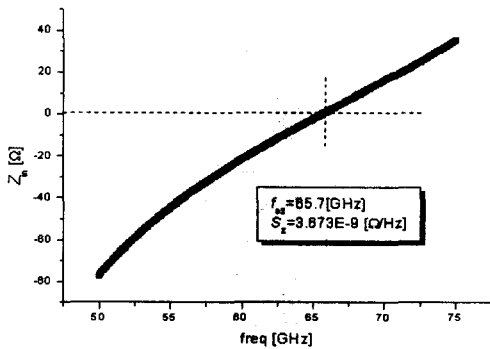
$$Z_{oo} = \alpha Z_{oe} \quad (12)$$

따라서 3중선로 balun에 대하여 EM simulation하여 얻어진 S-parameter를 이용, 그림 9와 같은 S/W 상 측정을 통해 구한 등가 even, odd impedance Z_{oe}, Z_{oo} 가 회로 simulation으로부터 얻어진 Marchand balun의 even 및 odd mode impedance를 갖도록 설정하면 될 것이다. 이것이 원하는 값이 나오지 않을 경우 추출된 Z_{oe}, Z_{oo} 가 원하는 값을 갖도록 geometry를 수정 반복 EM simulation하면 될 것이다.

이 같이 3중 선로 balun을 EM simulation하기 위하여 Agilent사의 MomentumTM을 이용 simulation하였고, 이 때 모든 port는 모두 internal port를 사용하였다. 그림 10(a), (b)에는 EM simulation하여 얻어진



(a)



(b)

그림 10. Momentum simulation 결과 (a) Y_{in} , (b) Z_{in}
Fig. 10. Momentum simulation results for (a) Y_{in} , (b) Z_{in}

S-parameter를 이용 얻어진 impedance Z_{in} 와 admittance Y_{in} 를 plot 하였다. 이것을 이용 식 (6)~(12)를 사용, 얻어진 기술기로부터 계산된 등가 even 및 odd mode는 impedance는 각각 $Z_{oo}=21.09$, $Z_{oe}=110$ ohm이었다. 또한 주목할 것은 두 측정에서 공진점은 선로가 uniform하지 않아 71 GHz, 65.7 GHz로 다소 다른 것을 알 수 있다.

이 결과는 초기 설계된 값을 이용 수정 없이 계산한 것으로, 설계 값에 가깝게 하기 위해서는 선로폭 S를 줄이고(설계치 $Z_{oo}=16$ ohm) Ground와의 이격 G를 줄여야 할 것이다(설계치 $Z_{oe}=80$ ohm). 그러나 다소 설계치에서 벗어나 있기는 하지만 그림 7의 회로 simulation 결과를 볼 때 원하는 혼합기 특성을 얻을 수 있을 것으로 사료된다.

이를 통해 성공적으로 이중평형 star 혼합기의 layout할 수 있었고, 제작된 사진은 그림 11에 나타내

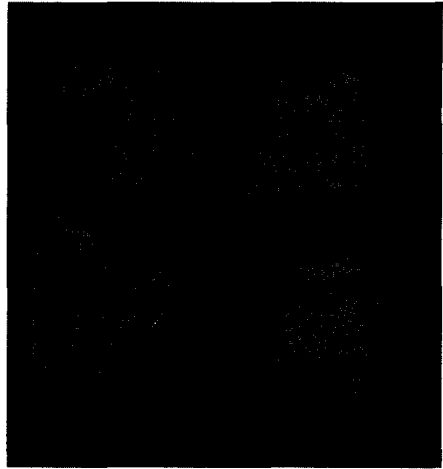


그림 11. 제작된 60 GHz CPW 선로를 이용한 이중 평형혼합기

Fig. 11. The micro photograph of the fabricated 60 GHz double balanced mixer using CPW.

었다. chip 크기는 1.5×1.5 mm²이다.

IV. 제작 및 시험결과

설계된 혼합기는 동국대 MINT의 0.1 um Γ -gate GaAs pHEMT process를 이용 제작하였다. 제작된 혼합기를 측정하기 위해서 LO=58 GHz 출력이 15 dBm 이 필요하였으나 source로부터는 이러한 전력을 58 GHz에서 얻을 수 없어, 주파수 4체배기를 이용 측정하였다. 이 때 최대 전력은 13 dBm이었으며, 전송구조로는 wafer probe까지 V-band 도파관을 기본으로 하여 연결하여 50~75 GHz 범위에서 측정 가능하였다. 또한 RF 전력은 -10 dBm으로 하였다. 이들의 출력은 wafer probe 직전의 출력을 power meter로 확인하였다. 또한 혼합기의 DC bias 전원은 각각 1.5, -1.5 V로 하였다. 소모 전류는 sample마다 다소 차이는 있었으나 각 전원으로 50~100 mA의 전류가 예측한 범위의 전류가 흘렀다. 또한 이 혼합기의 balance 특성으로 인해 DC-40 GHz의 spectrum analyzer로 출력된 중간주파수 성분을 살펴보았을 때 40 GHz까지 IF 성분 이외에는 관찰되지 않았다. 이것은 이중평형 혼합기의 balance로 인해 spurious 성분들이 대다수 제거되었기 때문이라고 본다. 그림 12는 측정된 변환손실을 보여주고 있으며 50~75 GHz RF

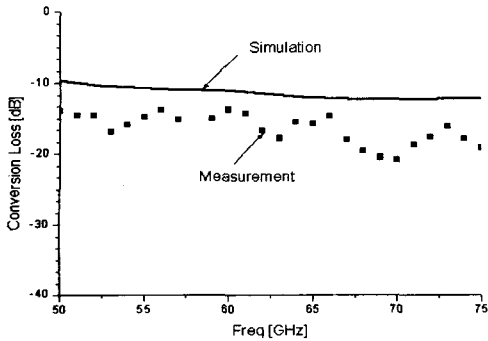


그림 12. 제작된 혼합기의 conversion loss 주파수 특성
Fig. 12. The frequency response of the conversion loss of the fabricated double balanced mixer.

주파수에서 혼합기로 잘 동작하고 있는 것을 알 수 있다.

측정된 변환손실은 simulation 치보다 3~8 dB 정도 낮았는데, 이것의 주요한 이유로는 그림 3의 DC 특성에서 기울기가 완만한 것과 balun에서의 손실을 예상할 수 있을 것이다. 기울기가 완만할 경우 ON시 저항이 늘어나고 이로 인해 발생한 switching resistance의 증가는 변환손실의 증가로 나타나게 될 것이다. 이것은 그림 3에 보인 sample D5_1의 경우 약 5 dB 정도 conversion loss가 큰 것으로 예측되며 다른 sample도 일반적인 같은 경향을 보이고 있다.

그리고 RF power를 변화시켜가면서 conversion loss의 변화를 예측하였다. 이를 그림 13에 나타내었다. 이때 LO 및 RF의 주파수는 각각 $f_{LO}=58$ GHz, $f_{RF}=60.4$ GHz로 하였으며 LO power는 13 dBm으로 고정하고 RF power를 변화시켰다. 그림 13에는 소신호시 변환손실을 기준으로 하여 이것의 RF power에 따른 변화를 나타내었다. Simulation시는 입력 1-dB compression point가 15 dBm 이상으로 다른 diode 혼합기(보통 -10~0 dBm)에 비해 탁월하게 우수한 특성을 보였으나, 측정시에는 이것이 상당히 열화되어 입력의 1-dB compression은 3 dBm 정도로 나타났다. 이것의 주된 이유로는 역시 제작된 pHEMT diode의 DC 전류전압 특성의 차이로 사료된다. Simulation시 DC bias는 1.5 V로 pinch off에 bias되어 있는데 제작된 pHEMT diode의 경우 완만한 pinch off를 보이며 1.5 V bias의 경우 simulation의 1.0 V bias로의 이동이라고 고려하여 DC bias를 1.0 V로

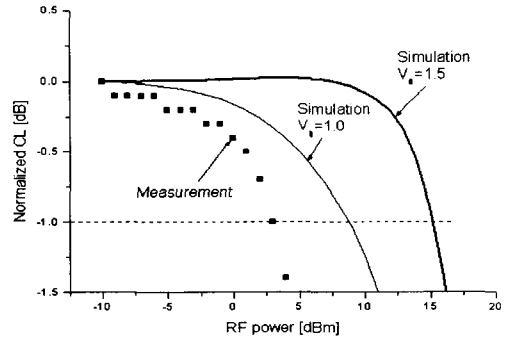


그림 13. Conversion loss의 1-dB compression 특성
Fig. 13. The plot of 1-dB compression of the conversion loss.

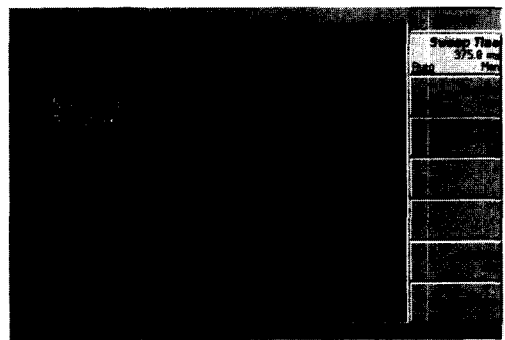


그림 14. Up-converting spectrum
Fig. 14. The spectrum of up-converting.

하고 재 simulation하였다. Simulation 결과 1-dB compression의 급감을 볼 수 있으며 DC 특성에서 완만한 pinch off가 이것의 주된 이유라고 볼 수 있다. 두 번째로는 제작된 pHEMT의 완만한 기울기 또한 영향을 주었다고 볼 수 있다. 즉 기울기의 완만성은 이것의 ON시 저항이 커지게 되며 이로 인해 IF 출력에는 이의 영향이 비선형적으로 나타나게 되는데 이것의 효과가 완만하기 때문에 더욱 나타나게 된 것 같다.

제작된 혼합기는 up-converter로도 사용할 수 있으며 down-converting시와 동일한 성능을 얻게 된다. 그림 14는 up-converting 결과를 보여주고 있다. 이때 IF에는 2.4 GHz, 15 dBm의 전력을 인가했고 LO에는 58 GHz, 13 dBm의 전력을 인가했다. 그리고 RF port에서 spectrum analyzer로 측정할 경우 이것의 up-converting 된 spectrum을 볼 수 있다. 이때 LO leakage는 -18 dBm으로 LO-RF isolation은 약 31 dB가 되는 것을 알 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 Maas의 이중 balun diode 혼합기 회로를 개선하여 새로운 resistive star pHEMT 이중평형 혼합기 회로를 제안하였다. Star 구조로 구성되기 때문에 기존 ring 구조의 FET resistive 이중평형혼합기와 달리 별도의 IF balun이 필요로 하지 않으며, 이중 발룬 구조를 적용할 수 있었다. 제안된 구조는 FET를 resistive 방식으로 동작시켜 pHEMT가 갖는 수평 이동의 장점을 최대한 살린 혼합기가 될 것이다. 또한 Maas의 직관적인 이중 balun 설계 방법을 개선 EM simulation을 통해 이중 balun을 구성하는 방법을 제시하였다.

제작된 혼합기는 up down converter로서 동작하며, LO 전력 13 dBm에서 변환손실이 약 13~18 dB를 갖고 V-band 전역에서 동작하며, LO-RF isolation 31 dB, 1-dB compression은 3 dBm로서 설계보다는 다소 성능이 떨어지나 성공적으로 이중평형혼합기로 동작하는 것을 알 수 있었다.

감사의 글

이 연구를 수행함에 있어, 지원을 아끼지 않으신 동국대학교 이진구, 박형무 교수님께 감사 드리며, 제작과 실험에 많은 도움을 준 동국대학교 대학원생 및 MINT 관계자 분들께 감사 드립니다. 그리고 소자 관련하여 관심을 가지고 많은 의견을 주신 동국대 김삼동 교수님께도 더불어 깊은 감사 드립니다.

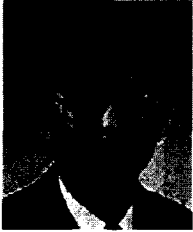
참고 문헌

- [1] S. A. Maas, *Microwave Mixers*, 2nd ed., Norwood, MA: Artech House, 1993.
- [2] T. H. Chen et al., "A double balanced 3-18 GHz resistive HEMT monolithic mixer", *IEEE 1992 Microwave and Millimeter Wave Monolithic Circuit Symposium*, pp. 167-170, 1992.
- [3] S. A. Maas, "A GaAs MESFET mixer with very low intermodulation", *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-35, pp. 425-429, Apr. 1987.
- [4] M. C. Tsai et al., "A compact wideband balanced mixer", *IEEE 1994 Microwave and Millimeter Wave Monolithic Circuit Symposium*, pp. 135-138, 1994.
- [5] D. Neilson et al., "A broadband upconverter IC", *IEEE 1992 Microwave and Millimeter Wave Monolithic Circuit Symposium*, pp. 163-166, 1992.
- [6] J. M. Moniz, B. Maoz, "Improving the dynamic range of Si MMIC Gilbert cell mixers for homodyne receivers", *IEEE 1994 Microwave and Millimeter Wave Monolithic Circuit Symposium*, pp. 103-106, 1994.
- [7] S. A. Maas, "A broadband planar, doubly balanced monolithic Ka-band diode mixers", *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-41, pp. 2330-2335, Oct. 1993.
- [8] C. H. Chen et al., "A new and simple model for GaAs heterojunction FET gate characteristic", *IEEE Trans. on Electron Devices*, vol. 35, no. 5, pp. 570-576, May 1988.
- [9] S. A. Wartenberg, "The epHEMT gate at microwave frequencies", *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, vol. 51, no. 6, pp. 1718-1723, Jun. 2003.
- [10] 김선숙, 이중환, 염경환, "새로운 발룬 회로를 이용한 40 GHz 대역 MMIC 이중 평형 Star 혼합기의 설계 및 제작(Design and Fabrication of 40 GHz MMIC Double Balanced Star Mixer using Novel Balun)", *한국전자과학회 논문지*, 15(3), pp. 258-264, 2004년 3월.
- [11] J. A. G. Malherbe, *Microwave Transmission Line Filters*, Dedham, MA: Artech House, 1987.
- [12] C. Y. Chang, "Ultra broad-band doubly balanced star mixers using planar Mouw's hybrid junction", *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-41, pp. 1077-1085, Jun. 2001.
- [13] R. B. Mouw, "A broadband hybrid junction and application to the star mixer", *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-16, pp. 154-161, Nov. 1968.
- [14] Y. I. Ryu, K. W. Kobayashi and A. K. Oki, "A monolithic broadband doubly balanced EHF HBT

star mixer with novel microstrip baluns", in *IEEE Microwave and Millimeter-wave Monolithic Circuit*

Symp. Dig., pp. 119-122, 1995.

염 경 환



1976년~1980년: 서울대학교 공과대학 전자공학과 (공학사)

1980년~1982년: 한국과학기술원 전기 및 전자과 (공학석사)

1982년~1988년: 한국과학기술원 전기 및 전자과 (공학박사)

1988년 3월: 금성전기(주) 소재부품

연구소 선임연구원 (MIC 팀 팀장)

1990년 3월: 금성전기(주) 소재부품연구소 책임연구원

1991년 5월: 금성정밀(주) 기술연구소 연구1실 책임연구원

1991년 8월: (주) LTI

1995년 10월: 충남대학교 전파공학과 조교수

1999년 10월~현재: 충남대학교 전파공학과 부교수

[주 관심분야] 마이크로파 회로 및 시스템

고 두 현



2003년 2월: 동국대학교 전자공학과 (공학사)

2003년 2월~현재: 동국대학교 전자공학과 석사과정

[주 관심분야] MIMIC 설계, 밀리미터파 회로 및 시스템