

해양 무선통신소자의 응용을 위한 RFIC/MMIC용 소형화된 능동형 90° 위상 분배기의 설계

+ . **

Design of miniaturized active 90° phase divider on RFIC/MMIC for application to maritime wireless communication components

Young-Bae Park⁺, Young Yun⁺⁺

Abstract : In this paper, we propose an active 90° phase divider for application to MMIC. Because of their very large size, conventional passive 90° dividers can't be integrated on MMIC. Therefore, highly miniaturized 90° dividers are required for a development of highly integrated MMIC. For this reason, active 90° divider is indispensable because active phase divider is much smaller than conventional passive dividers, and it can be integrated on MMIC. In this work, we developed active 90° divider with emitter inductor, and it was employed for the operation of the balanced mixer in order to verify the performance of the active 90° divider. According to the results, it was found that the active 90° divider exhibited good RF performances comparable to conventional passive power dividers.

Key words : Active phase divider, Miniaturization, MMIC

1. 서론

GaAs MMIC 등의 통신용 전자소자에는 90° 위상 분배기(phase divider)가 요구되며, Ka밴드 수신단 밸런스형 믹서(balanced mixer) MMIC에는 입력 단에 브랜치 라인 커플러(branch line coupler) 등의 커플러가 요구된다. 수신단 입력에 커플러를 사용하면 수신된 RF(radio frequency) 신호가 믹서를 통과해서 중간 주파수(intermediate frequency)로 변환되면서 이미지 신호(image signal) 성분도 중간 주파수와 함께 다음 단으로 전달되게 된다. 이러한 이미지 신호는 일단 RF 입력 단에 입력되어 주파수 혼합이 되어 버리면, 필터 등으로 제거가 불가능하다. 그러므로 수신 믹서의 이미지 신호 제거하기 위해서는 RF

입력 단에 이미지 제거 필터를 설치하게 된다. 그런데 RF 입력 신호의 주파수와 이미지 신호 주파수는 매우 근접해 있으므로 필터로써 제거하기는 어려운 경우가 많다. 이러한 경우에 밸런스 믹서 구조에서 커플러를 이용해서 이미지 신호를 제거하게 된다. 이러한 이미지 제거 믹서는 일반적으로 밸런스 구조의 형태를 취하며 이를 위해서는 90° 위상 분배기 및 결합기가 사용되어야 하며, 이제까지는 대부분의 MMIC 수동형 90° 위상 분배기 및 결합기가 사용되고 있다.^{[1]~[5]}, 대표적인 수동형 90° 위상 분배기 및 결합기에는 브랜치 라인 커플러(branch line coupler), Lange 커플러 등이 있다.^[1]

일반적으로 RF 신호가 30 GHz 인 경우 수신 단에 사용되는 수동형 90° 위상 분배기 및 커플러의 크기는 834×865 μm로 수신 단 칩의 크기의 대부분의 면

+ 박영배, 한국해양대학교 전자공학과

++ 윤영, (한국해양대학교 전자공학과), E-mail: yunyoung@bada.hhu.ac.kr, Tel: 051)410-4426

적을 차지하게 된다. 이러한 GaAs 수신 단에서 커플러가 대부분의 면적을 차지하기 때문에 실질적으로 MMIC 상에 집적하는 것은 불가능하며, 결과적으로 큰 면적의 커플러들은 MMIC가 실장된 프린트 기판 상에 제작이 된다. 이러한 문제점들은 MMIC 실장 모듈(module) 면적의 증가와 모듈 실장에 의한 가격 상승이 원인이 된다. 이러한 문제점을 해결하기 위해서는 MMIC 내부로의 집적이 가능한 능동형 90° 위상 분배기 및 결합기의 개발이 필수적이다.

본 논문에서는 HBT(heterojunction bipolar transistor) 기술을 이용하여 MMIC 상의 커플러의 소형화를 위하여, 능동형 소형 90° 위상 분배기를 제안한다. HBT 능동소자를 사용하게 되면 MMIC 상에 실제로 집적이 가능하고 기존의 커플러의 크기를 대폭적으로 소형화 할 수 있는 장점을 가지게 된다. 이러한 HBT 능동소자를 이용해서 RFIC / MMIC 능동형 90° 위상 분배기를 실현하였다.

2. 본 론

2.1 HBT 90°

일반적으로 BJT(bipolar junction transistor)의 입력은 베이스(base)가 되고, 출력은 하나로 구성이 된다. 출력 신호는 컬렉터(collector) 또는 이미터(emitter)가 출력 포트 사용된다. 기존에 BJT 회로로 이용되고 있는 회로 구조는 공통-이미터 회로(common-collector circuit)와 공통-컬렉터 회로(common-emitter circuit)를 사용되고 있다. 공통-이미터 회로는 컬렉터에서 출력된 신호의 위상이 입력의 180° 위상이 출력되고, 공통-컬렉터 회로는 이미터에서 출력된 신호의 위상이 입력의 0°의 위상을 가지고 있다.

그래서 본 논문에서 제안하는 회로 구조는 입력 신호는 베이스로 입력시키고, 컬렉터와 이미터 두 출력 포트에서 출력 신호를 출력하게 되는 회로 구조를 제안한다. 그리고 90° 위상 분배기에서 가장 중요한 위상을 정확하게 90° 차이가 나게 해서 양쪽 출력단에 출력을 시켜야 한다. 일반적인 방법으로 BJT에서 설계하게 되면 위상 특성은 컬렉터와 이미터 사이에

서 위상 차이는 180°가 나게 된다. 하지만 이미지 제거용 밸런스 믹서에서는 각각의 싱글 믹서에 입력되는 RF 신호가 90°의 위상 차이를 가지는 신호를 입력해야만 믹서 출력 신호에서 불필요한 이미지 신호가 제거가 되게 된다. 따라서 본 논문에서는 90° 위상차를 얻기 위해서, 그리고 동전력의 출력을 얻기 위해서 그림 1과 같이 이미터 인덕터를 이용한 회로 구조를 제안한다.

즉, 능동형 위상 분배기에서 이미터와 컬렉터에 같은 전력을 분배시키기 위해서는 BJT의 이미터 단 아래와 GND(ground)사이에 이미터 인덕터를 부가해서 동전력과 90° 위상차를 가지는 신호가 분배되도록 설계를 하였다. 일반적으로 동전력 분배를 위해서 저항(resistor)을 부가하게 되는데 저항을 부가하게 되면 이미터 단으로 출력되는 전력 손실이 발생하게 되고, 출력되는 신호의 위상을 조정할 수가 없게 된다. 그래서 이런 일반적인 방법의 설계는 적절한 설계 방법이 되지 못한다. 그래서 이 논문에서 제시하는 Z_E 는 저항성분을 가지면서 원하는 위상 차이를 조정할 수 있는 소자를 사용하여야 한다.

그래서 인덕터(inductor)를 부가해서 사용하는 방법을 선택하였다. 인덕터로 위상을 조정하는 방법은 인덕터의 특성 중에서 전압의 위상이 전류의 위상보다 90° 앞서게 되는 특성을 이용해서 두 개의 포트 2과 포트 3에서 위상 차이를 가지게 만들어야 한다. 그리고 임피던스를 가지는 인덕터는 주파수에 비례해서 임피던스 값이 증가하므로 고주파에서 높은 저항 값을 가지는 역할로 인해 컬렉터 출력과 같은 전력이 이미터에 분배된다. 그리고 인덕터의 주파수에 따른 허수부 임피던스 $j\omega L$ 이 변화하므로 이미터에서 출력되는 신호의 위상이 인덕터 값에 의해 조절되며, 따라서 이러한 인덕터 값을 조절함으로써 컬렉터에서 출력되는 신호와 이미터에서 출력되는 신호의 위상차가 조절될 수 있다. 따라서 본 논문에서는 이미터 인덕터를 가지는 회로 구조를 이용하였으며, 인덕터는 MMIC 상에 집적이 가능하도록 스파이럴(spiral) 인덕터를 사용하였다.

먼저 이 설계에서 사용한 HBT는 이미터 핑거(emitter finger)수는 2개, 이미터 폭(emitter width)은 $2\mu\text{m}$, 이미터 길이(emitter length) $4\mu\text{m}$

이며, 높은 선형 특성을 가지는 디바이스를 선택해서 설계를 하였다. 그리고 설계 도구로 ADS(advanced design system) 를 사용해서 설계를 하였다.

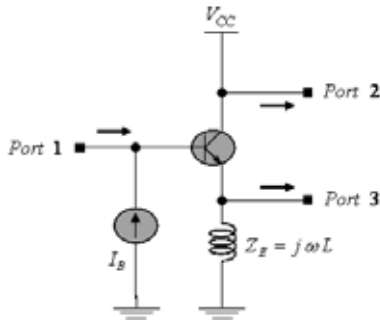


Fig. 1 An active power phase-divider circuit.

동전력과 위상 차이의 해석을 하기 위해 HBT 회로를 그림 1과 같이 Z_E 값에 의해서 동전력 분배와 위상 차이에 대한 해석을 할 수가 있다.

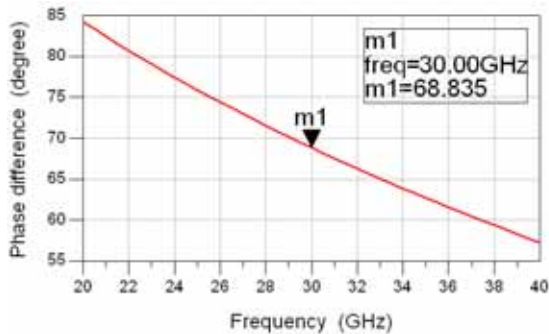


Fig. 2 Simulated results for phase-difference characteristic of HBT removed Z_E .

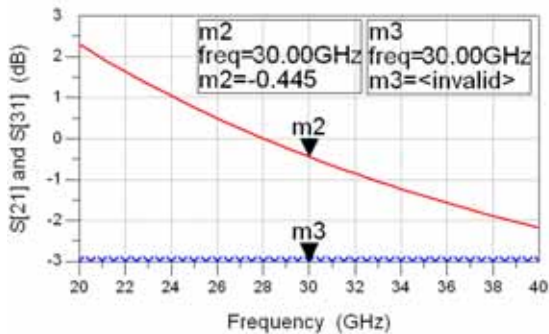


Fig. 3 Simulated results for power division characteristic of S[21] and S[31].

그림 2와 3은 우선 이미터 인덕터가 존재하지 않는 회로에 대한 결과이다.

그림 2는 이미터와 컬렉터에서 출력되는 신호의 위상차를 보여 주며, 이는 베이스에서 신호를 입력하였을 때 컬렉터에서 출력되는 신호에 대한 S-Parameter S[21] 과 이미터에서 출력되는 신호에 대한 S-Parameter S[31] 과의 위상차, 즉 phase difference = phase S[21] - phase S[31] 이다. 그림 2를 보게 되면 30 GHz 에서 포트 2과 포트 3의 위상 차이는 68.8° 를 가지게 된다. 포트 2의 위상은 68.8° 로 나타나고, 포트 3의 위상은 0° 가 된다. 위상이 0° 로 포트 1의 위상을 그대로 따라 가는 것을 볼 수 있는데, 이것은 공통-컬렉터 회로의 특성을 그대로 보여주고 있는 것이다.

그림 3에서 보이는 것과 같이 포트 2에는 신호 전력은 -0.45 dB 의 신호가 출력되는 반면에, 포트 3에서는 전혀 출력 신호가 나타나지 않고 있다. 포트 3에서 출력 신호가 없는 것은 신호의 대부분이 임피던스가 낮은 GND(ground)를 통해서 신호가 빠져 나가는 것을 알 수가 있다.

상기 결과로부터 알 수 있는 바와 같이 이미터 단에 인덕터가 없으면 동전력 분배 특성과 90° 위상분배 특성을 동시에 얻을 수 없다. 포트 1에서 포트 3로 출력 신호가 흐르도록 이미터 단에 인덕터를 부가해야 한다. 인덕터는 바이어스 회로의 직류에 대해서는 낮은 임피던스로 작용하기 때문에 전류의 흐름에 영향을 주지 않고, RF 신호에서만 높은 임피던스로 작용하기 때문에 포트 2와 포트 3에 같은 전력이 분배되도록 한다.

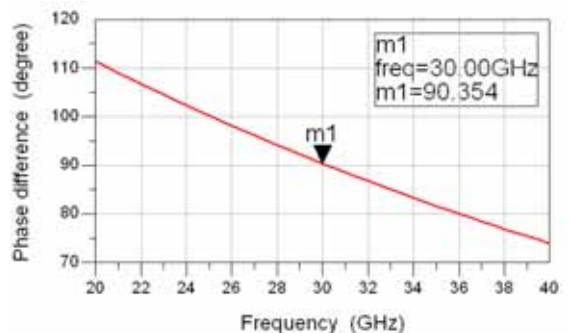


Fig. 4 Simulated results for phase-difference characteristic of added Z_E at HBT.

그림 4에서 볼 수 있는 바와 같이 이미터 단에 인덕터를 부가하므로 해서 포트 2과 포트 3에서 위상 차이가 90.4° 인 것을 볼 수 있다.

이미터 단에 인덕터 4.5 nH 를 달게 되면 $Z_E = j L$ 을 이용해서 RF 주파수가 30 GHz ($Z_0 = 50 \Omega$) 일때 원하는 동작특성을 얻을 수 있었다. 즉 이미터 단에 인덕터를 부가하지 않았을 때에는 포트 3에서 위상은 0° 로 입력 신호의 위상과 동일하였으나, 이미터 단에 인덕터를 부가하므로 해서 포트 3의 위상은 -26.4° 로 나타났다. 그리고 포트 2의 위상도 역시 64.0° 로 약간의 변화가 나타났으며 전체 위상차는 90.4° 가 되었다.

그림 5는 이미터 인덕터를 접속한 경우에 대한 전력 분배 특성이다. 포트 2에서의 출력 신호 전력은 -1.9 dB 이고, 포트 3에서는 출력 신호 전력은 -3.8 dB 가 출력 되는 것을 확인 할 수가 있다.

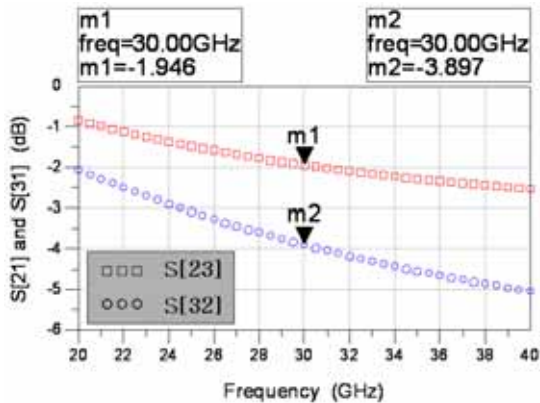


Fig. 5 Simulated results for power division characteristics of added Z_E at HBT.

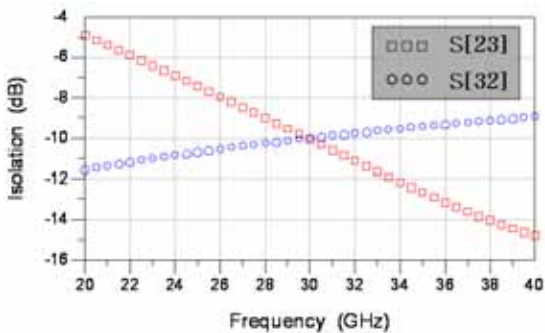


Fig. 6 Simulated results for isolation

characteristics of output port 1 and output port 2.

그림 3에서 이미터 단에 인덕터가 부가되지 않은 경우, 포트 3에서는 출력 신호가 전혀 나타나지 않았는데 인덕터를 부가함으로써 출력 신호가 포트 2보다는 작지만, 거의 두 포트간의 전력 차이는 1.9 dB 정도의 근소한 차이가 나는 것을 알 수 있다.

그림 6은 포트 2와 포트 3의 신호의 격리 특성을 보이는데 30 GHz 에서 $S[23] = -10.0 \text{ dB}$ 이고 $S[32] = -9.9 \text{ dB}$ 의 격리 특성을 보여 주고 있다.

본 논문의 능동형 90° 위상분배기는 실제 MMIC 상에 집적이 가능한 크기를 가지게 되며, 수동 커플러와 비슷한 동작 특성을 실현할 수가 있다.

2.2 90°

본 논문의 능동형 90° 위상 분배기의 유효성을 입증하기 위해서 RF 밸런스 믹서에서 전력 분배와 위상 분배 특성을 보기 위하여 밸런스 믹서에 적용하여서 설계를 하였다.

RF 주파수는 30 GHz , LO(local oscillator) 주파수는 28 GHz 이고, IF 주파수는 2 GHz 이다. 먼저 수동 커플러를 사용해서 믹서를 설계하였고, LNA(low noise amplifier)를 사용하지 않고, 단지 믹서의 입력 단에 직접 입력 신호를 인가를 하였다. RF 입력 신호 전력은 -40 dBm 으로 해서 출력 단에서 출력 전력(Output power)을 보기 위해서 LO 신호 전력을 -10 dBm 에서 $+10 \text{ dBm}$ 까지 변화시키면서 설계된 방법을 검증 하였다.

그림 7은 수동 커플러와 능동형 90° 위상 분배기가 사용된 밸런스 믹서에서의 출력 전력을 보여준다. 수동 커플러의 경우에는 LO 전력이 -3 dBm 일 때 출력 전력은 -58.0 dBm 가 되는 것을 볼 수 있다.

또, 능동형 90° 위상 분배기의 경우에는 LO 전력이 -3 dBm 일 때 출력 전력은 -30.6 dBm 로 나타났다. 이 두 결과를 보게 되면 수동 커플러를 사용할 때와 능동형 90° 위상 분배기를 사용했을 때, 출력 전력이 능동형 90° 위상 분배기가 14.2 dB 향상된 특성을 보여 주고 있다.

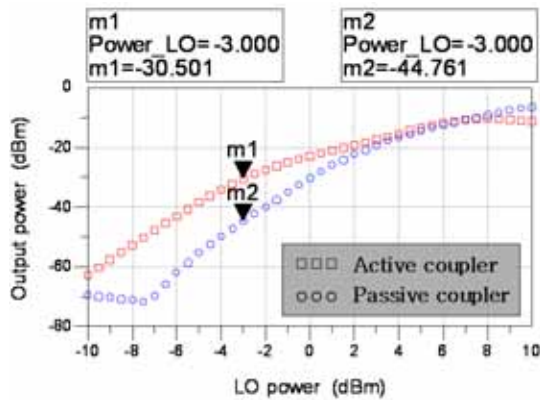


Fig. 7 LO power dependencies of Simulated output power of balanced mixers consisting of 90 degree active and passive coupler.

이 결과에서 비교해서 알 수 있듯이 같은 -3 dB LO 신호 전력을 인가했을 때 능동형 90° 위상 분배기의 특성이 우수한 것을 알 수 있다. 또, 수동 커플러를 사용한 믹서는 LO 신호 전력이 낮아서 동작하지 않는 것을 볼 수 있다.

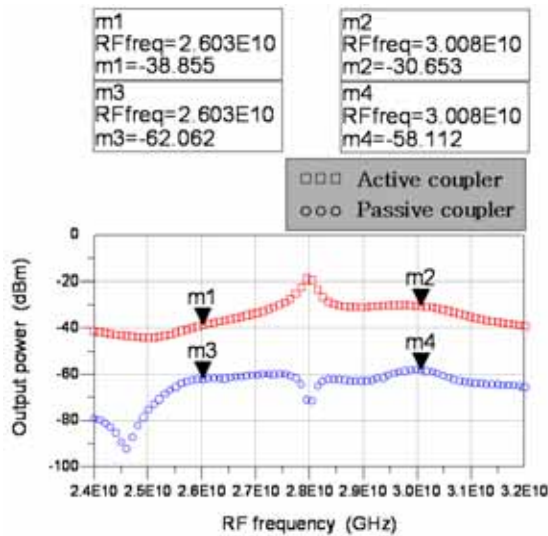


Fig. 8 RF frequency dependencies of Simulated output power of balanced mixers consisting of active and passive coupler.

그림 8을 보게 되면 수동형 커플러 30 GHz 의 RF 주파수에서 -58.0 dBm 의 출력 전력 특성이 관찰되었고, 26 GHz 의 이미지 신호 주파수에서 -62.0 dBm 의 출력 전력이 관찰되었다. 능동형 90° 위상 분배

기에서는 30 GHz 의 RF 주파수에서 출력 전력은 -30.6 dBm 의 출력 전력 특성이 관찰되었고, 26 GHz 이미지 신호 주파수에서는 -38.8 dBm 의 출력 전력이 관찰되었다.

능동형 90° 위상 분배기는 수동 커플러보다 크기가 대폭적으로 축소가 되므로 MMIC 상에 집적이 가능하다는 점과 수동 커플러보다 낮은 LO 신호 전력에서도 동작하고 출력 전력도 더욱 더 우수한 특성을 가지고 있다.

4. 결 론

본 논문에서 GaAs MMIC 상에서 수동 커플러의 집적이 불가능한 문제를 MMIC 상에 집적이 가능한 능동형 90° 위상 분배기를 제안하였으며, 그 결과 수동 커플러에 비해서 대폭적으로 크기를 줄여서 MMIC 상에 집적이 가능하도록 하였다. 상기 능동형 구조를 이용해서 밸런스 믹서에 적용 시켜서 평가를 하였다. 평가한 결과 크기는 능동형 90° 위상 분배기가 수동 커플러보다 종래의 크기보다 약 1/6 의 480×280 μm 이었고, 믹서의 적용에서 수동 커플러보다 상기 능동형 구조가 우수한 RF 동작 특성을 보이는 것을 관찰할 수 있었다.

감사의 글

본 연구는 한국 학술진흥재단의 지원에 의해 수행되었습니다. (R05-2004-000-12754-0)

참고문헌

- [1] D. M. Pozar, Microwave Engineering. Reading, MA : Addison-Wesley, 1990.
- [2] K. Matsunaga, I. Miura, and N. Iwata, "A CW 4-W Ka-Band Power Amplifier Utilizing MMIC Multichip Technology," IEEE J. Solid State Circuits, vol. 35, pp. 1293-1297, sept 2000.
- [3] D. R. Webster, G. Ataei, and D. G. Haigh, "Low-Distortion MMIC Power

Amplifier Using a New Form of Derivative Superposition," IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. 49, pp.328-332, Feb. 2001.

- [4] Y. Itoh, M. Nii, N. Takeuchi, Y. Tsukahara, and H. Kurebayashi, "MMIC/Super-MIC/MIC-Combined C- to Ku-Band 2W Balanced Amplifier Multi-Chip Module," IEICE Trans Electron., vol. E80-C, no. 6, pp. 757-762, June 1997.
- [5] Y. Yun, T. Fukuda, T. Kunihiisa, and O. Ishikawa, "A High Performance Downconverter MMIC for DBS Application," IEICE Trans Electron., vol. E84-C, no. 11, pp.1679-1688, Nov. 2001.